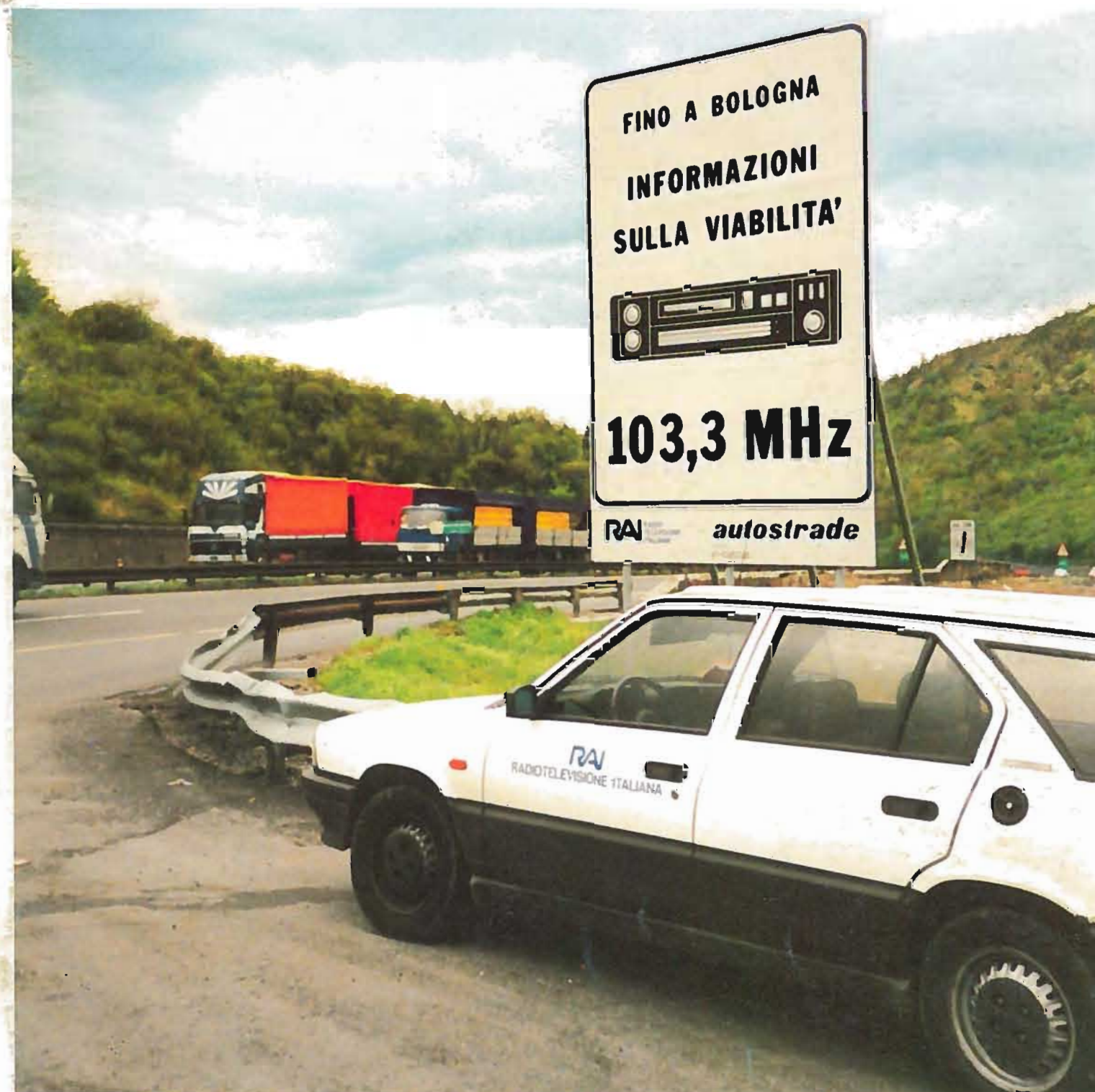
Spedizione in abbonamento postale gruppo IV/70, n. 3 - 2° sem. 1989

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

ANNO XXXVIII NUMERO 1 - 1989 EDIZIONI NUOVA ERI - Via Arsenale, 41 - TORINO L. 5000

Autostrada Bologna-Firenze. RAI ISOFREQUENZA MF, servizio radiofonico informativo per automobilisti.

APRILE 1989

DA PAGINA 1
A PAGINA 48

ELETTRONICA
E TELECOMUNICAZIONI

RIVISTA QUADRIMESTRALE
A CURA DELLA RAI
EDITA DALLA NUOVA ERI

DIRETTORE RESPONSABILE
ROLANDO SALVADORINI

COMITATO DIRETTIVO
A. RICCOMI, F. ANGELI,
G. M. POLACCO, R. CAPRA

REDAZIONE PRESSO
CENTRO RICERCHE RAI
CORSO GIAMBONE, 68
TEL. (011) 88 00 (int. 31 32)
10135 TORINO

Distribuzione per l'Italia:
Parrini & C. - p. Indipendenza 11/B
00185 Roma - Tel. (06) 49.92

Affiliato alla Federazione Italiana Editori Giornali

Stampa: ILTE - Moncalieri (Torino)

Sommario: *pagina*

Dal maggio 1987 è operante, sul tratto autostradale appenninico Bologna-Firenze, il servizio radiofonico informativo RAI, dedicato agli automobilisti. La nuova tecnica diffusiva in ISOFREQUENZA MF, brevettata dal Centro Ricerche RAI di Torino, consente la copertura continua di lunghi percorsi autostradali, compresi i tratti in galleria, utilizzando diversi trasmettitori contigui operanti su un'unica frequenza in banda MF.
L'utente, dotato di normale ricevitore MF, può seguire il programma senza cambi di sintonia su tutto il percorso autostradale.

UNA COPIA L. 5000 (ESTERO L. 10000)
COPIA ARRETRATA L. 6000 (ESTERO L. 11000)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 12000 (ESTERO L. 24000)
VERSAMENTI ALLA NUOVA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C.C.P. N. 26960104
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REG. ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C.P. DI TORINO AL N. 494 IN DATA 6 11 1951

SERVIZIO ISOFREQUENZA SULLE AUTOSTRADE

F. ANGELI, M. GUNETTI[1]

SOMMMARIO — Il Centro Ricerche RAI di Torino ha progettato, studiando particolari accorgimenti impiantistici, la realizzazione di una rete di trasmettitori MF monofonici operanti in isofrequenza ed isomodulazione con aree di servizio contigue. Tale rete è particolarmente adatta a servire i tracciati autostradali, con programmi informativi dedicati [2]. Sono state condotte prove di ascolto soggettive allo scopo di definire i rapporti di protezione tra due portanti MF, isofrequenza ed isomodulazione, in funzione del loro ritardo riferito ai segnali modulanti. È stato indagato l'effetto Doppler relativo a mezzi in movimento tra due trasmettitori isofrequenza contigui. Si può in definitiva ipotizzare un servizio isofrequenza monofonico con rapporti di protezione di soli 2 dB tra i segnali di due trasmettitori. È illustrato un dispositivo che consente di variare il ritardo della portante MF riferito ai segnali modulanti.

*SUMMARY — **FM monophonic isofrequential service along the motorways.** The RAI Research Center of Turin studied particular installation solutions for the implementation of an FM monofonic isofrequential and isomodulation network of transmitters operating in adjacent service areas. The network is intended to serve motorways with dedicated informative programmes. Subjective listening tests were performed to define protection ratios for isofrequential and isomodulation FM carriers, referred to the delay between modulating signals. It was investigated the Doppler effect for vehicles moving between two trasmitters. An isofrequential monofonic network with an RF protection ratio of 2 dB only is then implementable. A system enabling to vary the delay of FM carriers, referred to modulating signals, is described.*

1. Introduzione

Da parecchi anni la RAI sentiva la necessità di migliorare l'ascolto dei programmi radiofonici da parte degli utenti automobilisti che viaggiano sulle strade principali, e particolarmente sulle autostrade.

L'ascolto non è sempre facile: sia perché è frequentemente necessario cambiare la sintonia del ricevitore per accordarsi sul trasmettitore che serve meglio ogni singola zona, sia perché vasti tratti di percorso sono serviti male o non serviti affatto.

In effetti la pianificazione dei trasmettitori di radiodiffusione è generalmente effettuata per copertura di popolazione e non di superficie; è quindi possibile che aree poco densamente popolate, particolarmente in zone montagnose, non siano servite con intensità di campo adeguate a garantire il servizio lungo le strade che le attraversano.

L'affollamento dell'etere causato dal moltiplicarsi delle radio private ha ulteriormente peggiorato la situazione, riducendo l'area effettiva di copertura dei trasmettitori a causa delle interferenze, per cui l'utente automobilista ha sovente difficoltà a sintonizzare il proprio ricevitore sul programma RAI desiderato.

Si è quindi esaminata la possibilità di coprire lunghe distanze sulle autostrade con trasmettitori MF funzionanti sulla stessa frequenza, tenendo conto che in alcune zone giungeranno, da due trasmettitori, segnali di intensità simili; pertanto si sono studiate le condizioni da soddisfare per dare un servizio di buona qualità lungo tutto il percorso, compresi i tratti in galleria.

Dalla documentazione CCIR e da prove di laboratorio si può assumere che il rapporto di protezione (3) per normali trasmettitori MF funzionanti sulla stessa frequenza e modulati dallo stesso programma sia di circa 30 dB; in pratica, su ampi tratti di autostrada i segnali provenienti da due trasmettitori adiacenti non rispetteranno questa condizione e quindi la ricezione sarà di cattiva qualità.

Per garantire un buon servizio sulle autostrade è necessario adottare accorgimenti tali da ridurre il rapporto di protezione a circa 0 dB, ossia: la simultanea ricezione dei segnali di due trasmettitori aventi intensità comparabili non deve dare origine a distorsione apprezzabile.

A questo fine viene scelto un servizio di tipo monofonico che, a priori, necessita di rapporti di protezione inferiori ad uno stereofonico; altri fattori da tenere in considerazione per ottenere tale risultato sono:

a) le portanti a radiofrequenza dei trasmettitori devono avere la stessa frequenza con scarto minimo;

b) la differenza di profondità di modulazione deve essere del tutto trascurabile (inferiore a 0,2 dB);

c) la differenza di ritardo tra i segnali modulati deve essere minima (inferiore a 5μs) nei punti critici in cui i segnali di due trasmettitori adiacenti si ricevono con intensità compatibili.

(1) Ing. Franco Angeli del Centro Ricerche RAI di Torino Laboratorio Altafrequenza; p.i. Massimo Gunetti del Centro Ricerche RAI di Torino Laboratorio Altafrequenza. Dattiloscritto pervenuto alla redazione il 16 aprile 1989.

(2) Il principio di funzionamento del sistema è stato brevettato in Italia e nei principali paesi europei.

(3) Rapporto minimo fra segnale utile e segnale interferente per avere una qualità di ricezione buona con la maggioranza dei ricevitori.

Fig. 1 — Schema di principio di un impianto isofrequenza.

La soluzione studiata per soddisfare queste esigenze, prevede l'utilizzo di una fibra ottica posata lungo la sede autostradale, con derivazioni predisposte nei punti orograficamente adatti alla installazione dei trasmettitori.

In figura 1) è rappresentato schematicamente l'impianto.

Il segnale MF, già modulato dal programma, modula a sua volta il trasmettitore ottico che alimenta la fibra ottica.

Nei punti di derivazione sono installati ricevitori ottici che restituiscono il segnale elettrico: questo viene amplificato sino alla potenza opportuna ed irradiato da un sistema di antenne orientate lungo l'asse autostradale.

Il principale vantaggio della fibra ottica, rispetto ai consueti cavi coassiali, è la bassissima attenuazione dei segnali trasmessi (sino a 15 volte in meno).

L'impianto descritto soddisfa le condizioni di cui ai punti a) e b); la condizione c) verrà soddisfatta introducendo, nelle stazioni di trasmissione interessate, un sistema di equalizzazione del ritardo per compensare i ritardi dovuti alla differenza dei tempi di percorso in aria ed in fibra ottica.

Inoltre lo studio accurato, caso per caso, dei punti di installazione dei trasmettitori e l'impiego di sistemi irradianti opportunamente studiati consentono di ridurre al minimo l'estensione delle aree in cui i segnali dei due trasmettitori vengono ricevuti con intensità comparabili.

Per quanto riguarda le antenne, è fondamentale un diagramma di irradiazione che presenti un elevato rapporto avanti/indietro.

Vediamo l'esempio di figura 2: siano A e B due trasmettitori successivi ad una distanza di 20 km. Supponiamo che il rapporto avanti-indietro delle antenne sia di 40 dB e che entrambe abbiano il massimo di irradiazione verso destra: i segnali provenienti da A e B saranno eguali nel punto C e, per effetto dei 40 dB di rapporto avanti-indietro, la distanza C-B sarà pari a 1/100 di quella A-C, ossia sarà di circa 200 m.

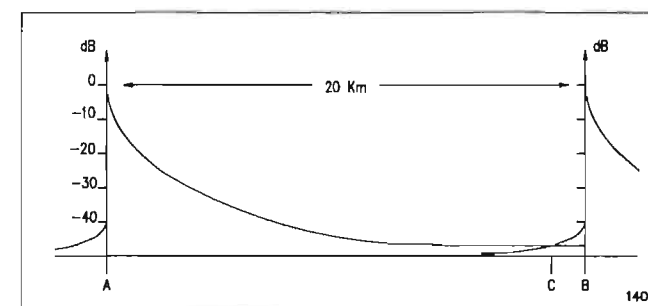



Fig. 2 — Distribuzione dei campi RF con antenne ad elevato rapporto A/I.

È evidente che nel tragitto da A verso B il segnale del trasmettitore A rimane prevalente sino nei pressi di B; la zona in cui i segnali da A e B sono di intensità comparabile è ridotta a poche centinaia di metri.

Per quanto riguarda i ritardi tra i due segnali è quindi definito il punto in cui equalizzarli; esso può, in pratica, essere considerato coincidente con B.

Nell'esempio riportato, essendo la velocità di propagazione nella fibra ottica pari ai 2/3 della velocità della luce e la distanza da A a B di 20 km, il segnale irradiato da A deve essere ritardato di 33 μs affinché la modulazione nel punto B sia in fase con quella irradiata dal trasmettitore B.

Il problema della ricezione in galleria è risolto con la posa, lungo le stesse, di un cavo fessurato autoirradiante alimentato con il segnale MF.

2. Misura dei rapporti di protezione

Allo scopo di pianificare una rete di trasmettitori isofrequenziali, occorre conoscere i rapporti di protezione necessari tra il segnale utile e quello interferente, che in questo caso hanno la stessa frequenza.

I dati sino ad ora disponibili sono quelli della raccomandazione 412-4: Norme di pianificazione per la radiodiffusione sonora a modulazione di frequenza in onde metriche (CCIR - 1986, vol. 10).

Considerando il caso di disturbo in monofonia con $\delta f = 75$ kHz e scarto di frequenza zero tra il segnale utile e quello interferente, le norme CCIR impongono un rapporto di protezione di 36 dB (fig. 3).

Tuttavia tali rapporti di protezione non sono applicabili al servizio isofrequenza MF per le peculiari caratteristiche del sistema tecnico adottato e descritto nell'introduzione; vale a dire:

1) la frequenza dei segnali utile ed interferente è rigorosamente la stessa in quanto originata da un unico modulatore;

2) il segnale utile e quello disturbante recano la stessa modulazione, per cui le pause di modulazione dell'uno corrispondono a quelle dell'altro;

3) la profondità di modulazione del segnale utile ed interferente è rigorosamente la stessa, in quanto originata da un unico processo di modulazione.

A ciò occorre aggiungere che, nelle condizioni di esercizio, la modulazione del segnale utile ed interferente, pur essendo identiche, si presentano al ricevitore con uno sfasamento relativo che è funzione della differenza di percorso tra ciascuno dei due trasmettitori ed il punto di ricezione (occorre considerare oltre al ritardo in aria anche quello introdotto dal collegamento in fibra ottica).

Fig. 3 — Rapporto di protezione in radiofrequenza per la radiodiffusione in onde metriche (banda 8) per le frequenze da 87,5 a 108 Mhz, per deviazione di frequenza massima di +/— 75 KHz.
Curva M1: radiodiffusione monofonica; disturbo costante
Curva M2: radiodiffusione monofonica; disturbo troposferico protezione per il 99% del tempo
Curva S1: radiodiffusione stereofonica; disturbo costante
Curva S2: radiodiffusione stereofonica; disturbo troposferico protezione per il 99% del tempo.

Si è ritenuto quindi di dover definire nuovi e specifici rapporti di protezione tra segnali isofrequenza, in funzione del ritardo relativo tra segnale utile ed interferente.

3. Metodo di misura

Per le peculiarità del sistema in prova, non è stato possibile determinare il rapporto di protezione con il metodo di rilievo oggettivo descritto nella raccomandazione 641 (CCIR-1986, allegato 1 - vol. 10): metodo che prevede un segnale RF utile non modulato ed un segnale RF interferente modulato da rumore colorato.

Si è quindi impiegato il metodo classico delle valutazioni soggettive, organizzando gruppi di ascoltatori esperti composti in media da 12 persone.

Le valutazioni soggettive sono state condotte nel rispetto della raccomandazione 562-2 (CCIR-1986 - Vol. 10), adottando la scala di degradamento a 5 livelli:

grado	*degradamento*
5	Impercettibile
4	Percettibile ma non disturbante
3	Leggermente disturbante
2	Disturbante
1	Molto disturbante

Il sistema di misura è rappresentato in figura 4: esso prevede una sorgente BF (A) ed un modulatore monofonico a 103,3 MHz (C) con relativo misuratore di picco BF (B); il segnale RF modulato viene ripartito su due vie da un divisore di potenza (D).

Una parte del segnale, definito «utile», passa attraverso uno sfasatore RF (O); l'altra parte del segnale, definito «interferente», passa attraverso un dispositivo di ritardo (E) denominato MFISO20.

Il dispositivo MFISO20, ideato dal Centro Ricerche RAI ST/RS/A e realizzato con la collaborazione della TEKO TELECOM, consente di introdurre ritardi del segnale RF sino a 800 μs (Appendice 1).

Il rapporto tra il segnale utile ed interferente viene regolato, prima della ricombinazione dei due, dall'attenuatore a scatti (F) con risoluzione di 1 dB.

Il voltmetro RF (G) consente di equilibrare, misurandoli uno alla volta, i due segnali. L'analizzatore di modulazione (H) sarà utile alla regolazione della profondità di modulazione (δf).

Un ricevitore commerciale MF (L), fornisce il segnale BF all'amplificatore di ascolto (M) e relative casse acustiche (N).

4. Preliminari alle misure

Da una campagna di misure preliminari risulta che la qualità di ricezione in isofrequenza è influenzata non solo dal ritardo relativo tra le modulazioni dei segnali utile ed interferente, ma è altresì influenzata dalla fase relativa tra le due portanti RF.

L'andamento tipico della distorsione in funzione della fase tra le due portanti, utilizzando un ricevitore MF di qualità, è rappresentato dalla figura 5.

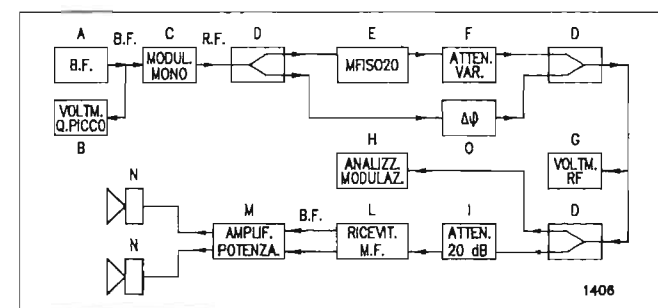



Fig. 4 — Schema di misura per la determinazione dei rapporti di protezione in isofrequenza con il metodo delle valutazioni soggettive.
A) Registratore magnetico
B) Voltmetro BF quasi di picco
C) Modulatore monofonico MF a 103,3 MHz
D) Ripartitore di potenza o combinatore
E) MFISO20 Apparato per ritardo R.F.
F) Attenuatore R.F. variabile
G) Voltmetro R.F.
H) Analizzatore di modulazione
I) Attenuatore variabile R.F.
L) Ricevitore MF mono/stereo
M) Amplificatore di potenza B.F.
N) Casse acustiche
O) Variatore fase R.F.

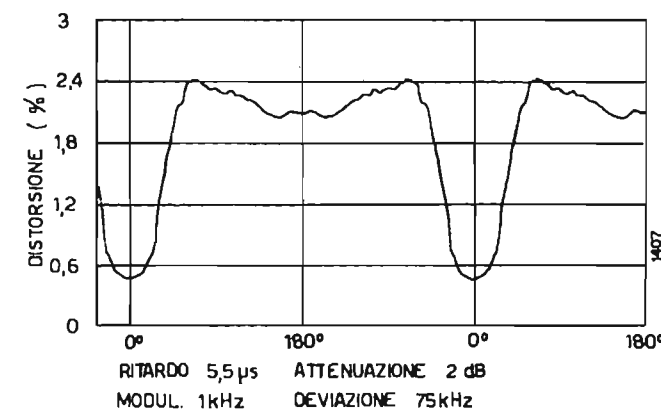



Fig. 5 — Distorsione di una nota a 1 khz in funzione della fase tra la portante utile e la portante interferente. Ritardo tra le due portanti, riferito alla modulazione: 5 μs. Rapporto tra portante utile ed interferente: 2 dB. Deviazione di frequenza: 75 khz.

Nel condurre le prove soggettive converrà quindi, di volta in volta, al mutare delle altre condizioni, regolare lo sfasatore RF per la condizione di massima distorsione.

Le prove preliminari hanno guidato nella scelta dei brani da sottoporre ai gruppi di ascoltatori; in particolare si è rilevato come, tra i vari tipi di modulazione, il pianoforte risulti particolarmente critico; all'opposto risulta non utilizzabile, perché eccessivamente sollerante, il parlato.

È stato pure rilevato come il degrado risulti direttamente proporzionale alla profondità di modulazione, per cui si è curato particolarmente di non eccedere le corrette condizioni di modulazione.

5. Risultati

Sono state esaminate quattro condizioni di ritardo su tre diverse modulazioni : a) pianoforte, b) violino, c) disco music.

fig. 6a) - fig. 6b) - fig. 6c) per un ritardo di 5 μs
fig. 7a) - fig. 7b) - fig. 7c) per un ritardo di 10 μs
fig. 8a) - fig. 8b) - fig. 8c) per un ritardo di 20 μs
fig. 9a) - fig. 9b) - fig. 9c) per un ritardo di 40 μs

Per ogni ritardo ed ogni tipo di modulazione, si è considerato valido il rapporto di protezione corrispondente ad un grado non inferiore a 4,5 (risultante dalla media delle valutazioni dei singoli ascoltatori), con scarto quadratico medio intorno a 0,5.

L'esame dei diagrammi di figura 6 dimostra come per piccoli ritardi di 5 μs, il rapporto di protezione sia indipendente dal tipo di modulazione e venga contenuto in soli 2 dB.

Con l'aumentare dei ritardi nelle figure 7 - 8 - 9, compaiono differenze sostanziali che ripendono dal tipo di modulazione: le modulazioni con forti transitori (pianoforte) sono le più penalizzate e richiedono rapporti di protezione maggiori.

Per quanto riguarda la disco music, con ritardi di 20 μs e 40 μs, nelle figure 8 - 9 si può rilevare una irregolarità nella curva delle valutazioni che potrebbe essere imputata al particolare tipo di modulazione. Il fenomeno non è stato indagato ulteriormente.

6. Effetto Doppler in isofrequenza

Le considerazioni fino ad ora effettuate si riferiscono ad una ricezione con automezzo fermo o che si muove a velocità limitata dal trasmettitore A, verso il trasmettitore B (v. fig. 2).

Quando invece l'automezzo si muove a velocità sostenuta diviene progressivamente significativo l'effetto Doppler.

A causa dell'effetto Doppler, il ricevitore MF posto sull'automezzo in movimento, registrerà una apparente diminuzione della frequenza ricevuta dal trasmettitore A; l'effetto è espresso dalla seguente relazione:

$$f_A - \delta f_A = f_A \frac{C - V/3600}{C}$$

Contemporaneamente il ricevitore MF registrerà un apparente aumento della frequenza ricevuta dal trasmettitore B; l'effetto è espresso dalla relazione:

$$f_B + \delta f_B = f_B \frac{C + V/3600}{C}$$

dove $f_A = f_B$ frequenza dei trasmettitori, in Hz
δf_A = scarto di frequenza del trasmettitore A per effetto Doppler, in Hz
δf_B = scarto di frequenza del trasmettitore B per effetto Doppler, in Hz
C = velocità di propagazione del campo elettromagnetico (300.000 km/sec)
V = velocità dell'automezzo (km/ora)

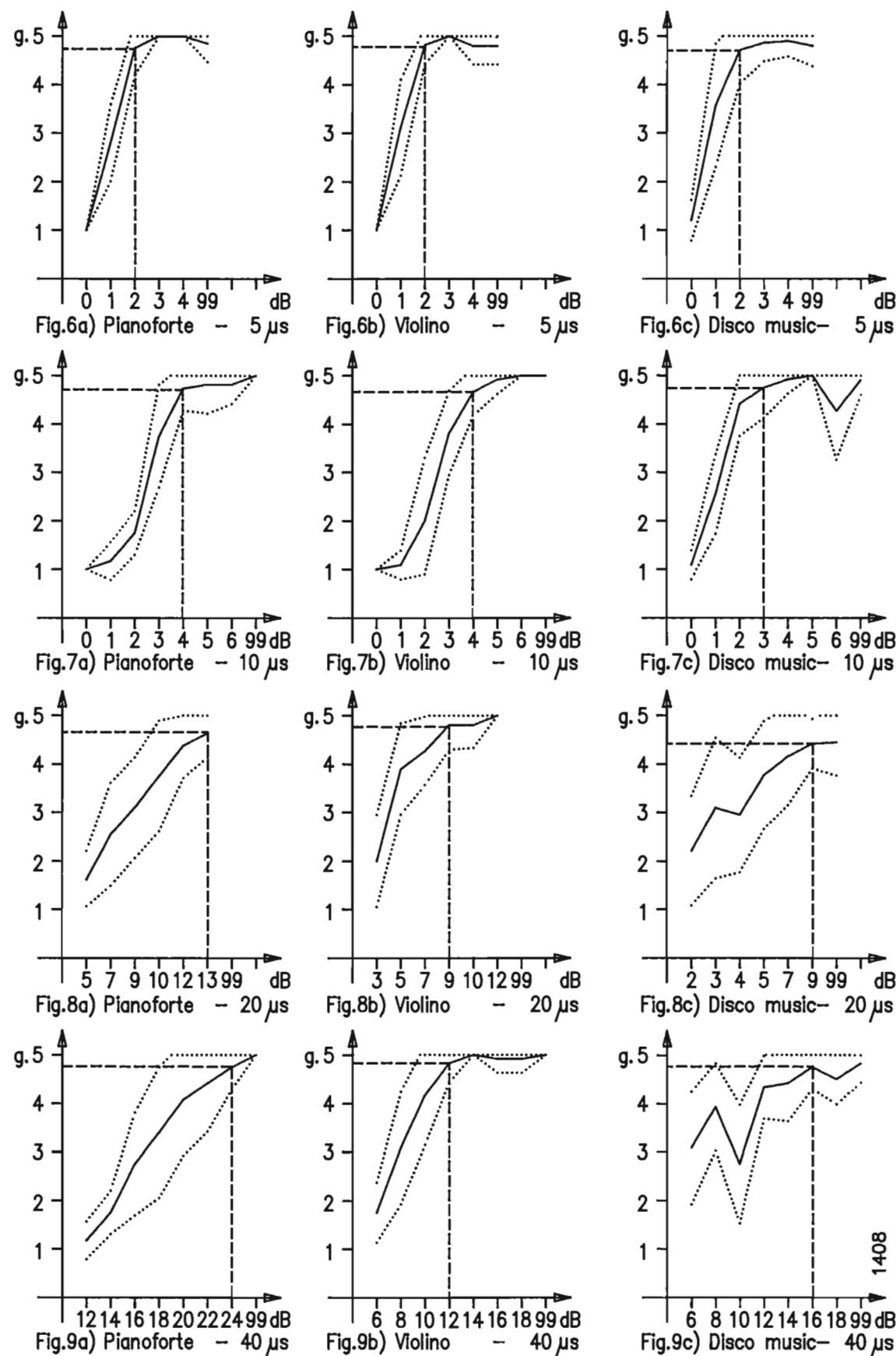
Ponendo $f = f_A = f_B$ e $\delta f = \delta f_A + \delta f_B$, dalle due equazioni si ottiene:

$$\delta f = \frac{2\,Vf}{3600\,C}$$

dove δf è lo scarto totale di frequenza tra le due sorgenti, visto dal ricevitore MF posto sul mezzo in movimento.

Alla velocità di 130 km/ora, lo scarto totale di frequenza, imputato all'effetto Doppler, è calcolato in 24,87 Hz su 103,3 MHz.

Sono state effettuate misure per simulare le condizioni di ricezione con lo spostamento di frequenza di 25 Hz di uno dei due segnali RF; lo spostamento è stato ottenuto per conversione.

È stato rilevato il degrado di ricezione mediante la misura psofometrica del parametro SINAD (Signal over Noise And Distortion), cioè il rapporto tra il segnale in banda base e il rumore più la distorsione, in funzione del rapporto tra le ampiezze delle due portanti. La misura è stata eseguita per tre diverse frequenze modulanti: 40 Hz, 400 Hz, 4 kHz, con una deviazione di frequenza di 75 kHz.

Figg. 6, 7, 8, 9 — Rapporti di protezione per diversi tipi di modulazione e per diversi ritardi.

SERVIZIO ISOFREQUENZA SULLE AUTOSTRADE

Tabella 1
SINAD IN FUNZIONE DEL RAPPORTO TRA LE AMPIEZZE DELLE DUE PORTANTI PER f_{mod} = 40 Hz, 400 Hz, 4 kHz

Rapporto (dB)	SINAD (dB)		
	f_{mod} = 40 Hz	f_{mod} = 400 Hz	f_{mod} = 4 kHz
1	49 (7,9)	33,6 (0,6)	20,6 (2,9)
2	49,8 (8,9)	35,6 (0,6)	24,5 (1,3)
3	50 (9,3)	36,6 (0,6)	26,3 (0,6)
4	50,5 (9,5)	37,3 (1,3)	27,6 (0,6)
5	50,6 (9,6)	37,2 (1)	29,3 (0,6)
6	50,8 (9,6)	37,3 (1,3)	30,6 (1)
7	50,8 (9,6)	37,3 (1,3)	31,6 (1)
8	50,8 (9,6)	37,3 (1,3)	33 (0,5)
9	50,8 (9,6)	37,3 (1,3)	34,3 (0,6)
10	51 (9,7)	37,3 (1,3)	35,1 (0,3)
20	51,1 (9,8)	37,3 (1,3)	37,5 (1,8)
60	51,1 (9,7)	37,3 (1,3)	37,5 (1,8)

I risultati esposti in tabella sono la media delle misure effettuate su tre diversi ricevitori e sono sostanzialmente indipendenti dalla intensità di campo.

I dati tra parentesi esprimono lo scarto quadratico medio (in dB) dei campioni raccolti.

Un esame dei dati tabulati evidenzia un comportamento diverso a seconda della frequenza modulante: per un rapporto di 60 dB (assenza di interferenze) il SINAD proprio del ricevitore, diminuisce con l'aumentare della frequenza modulante, stabilizzandosi a 37 dB a 4 kHz.

Per f modulante di 40 Hz e 400 Hz, passando da rapporthi di 60 dB fino a circa di 2 dB, non vi sono variazioni significative.

Per una f modulante di 4 kHz, passando da 60 dB a circa 2 dB si apprezza una variazione di 12 dB del SINAD. Sostanzialmente il fenomeno si presenta come un aumento di distorsione per la gamma alta delle frequenze audio.

Agli effetti della qualità del servizio si possono fare le seguenti considerazioni: il disturbo è direttamente proporzionale alla velocità dell'automezzo, ma lo è anche l'effetto di mascheramento da rumore ambiente; l'effetto è limitato alle zone di confine tra due trasmettitori dove il rapporto dei segnali scende intorno a 2 dB.

Si può pertanto giudicare tollerabile, agli effetti della qualità del servizio, il deterioramento introdotto dall'effetto Doppler.

7. Conclusioni

È possibile, in base ai dati raccolti ed ai risultati ottenuti, pianificare una rete isofrequenza ed isomodulazione con rapporti di protezione di soli 2 dB, a condizione che il ritardo relativo tra i due segnali modulati sia mantenuto entro 5 μs e che la modulazione di picco non ecceda $\delta f = 75$ kHz.

È già stata sperimentata, con buoni risultati, una applicazione pratica dei principi enunciati. Infatti dal maggio 1987 è operante sul tratto autostradale Bologna-Firenze il nuovo servizio RAI denominato ISOFREQUENZA 103,3 MF, che in prospettiva dovrebbe essere esteso a tutta la rete autostradale, per irradiare programmi dedicati agli automobilisti.

Il servizio è monofonico, opera sulla frequenza di 103,3 MHz in banda MF ed è ricevibile con una normale autoradio. Consente una ricezione priva di zone d'ombra, compresi i tratti in galleria, rimanendo sintonizzati su un'unica frequenza durante tutto il percorso autostradale.

Il programma è confezionato appositamente per gli automobilisti con l'inserzione di comunicati sulla circolazione, specifici e dedicati ad ogni tronco autostradale; il sistema si connota come un nuovo servizio, particolarmente rivolto agli utenti autostradali e destinato a migliorare la sicurezza dei viaggi.

Il progetto nasce dalla collaborazione tra la RAI e la soc. Autostrade.

APPENDICE

L'apparato MFISO20, a cui si è accennato precedentemente (fig. 4), consente di equalizzare una rete isofrequenza compensando sino a 800 μs il ritardo relativo tra il segnale modulato utile e quello interferente.

L'apparato è realizzato secondo lo schema a blocchi di figura 10 ed opera sulla frequenza di 103,3 MHz, ma è sintonizzabile su una qualunque frequenza della banda MF.

La portante MF, filtrata dallo stadio di entrata, è convertita di frequenza a 2 MHz con l'ausilio di un oscillatore locale a sintesi di frequenza.

Il segnale a 2 MHz viene tradotto in segnale numerico a 8 bit da un convertitore Analogico-Digitale, con cadenza di campionamento a 5 MHz, per essere poi memorizzato in un registro ad anello, anch'esso cadenzato a 5 MHz. Nello stesso istante viene efettuata una lettura del segnale numerico memorizzato in precedenza.

La differenza tra l'indirizzo di scrittura in memoria e l'indirizzo di lettura da memoria è proporzionale al ritardo introdotto sul transito del segnale numerico.

Il ritardo realizzabile dall'apparato viene espresso dalla relazione:

$$t = 2nT + 0,8\ \mu s$$

dove: t è il ritardo realizzato
n è un numero intero da 0 a 2047, corrisponde alla capacità di indirizzo del registro di memoria

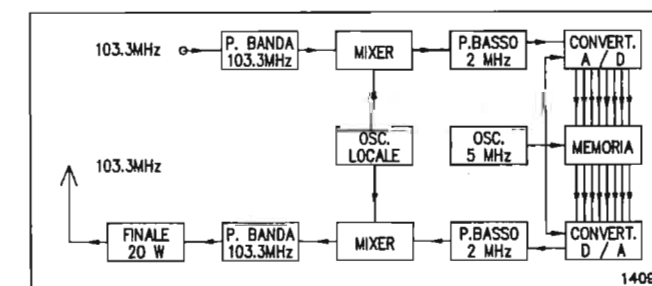



Fig. 10 — Schema a blocchi apparato MFISO20.

Fig. 11 — Autostrada Bologna-Firenze, impianto trasmittente di Bellosguardo. Potenza RF: 250 W, EIRP: 5 KW.
Le apparecchiature per il servizio ISOFREQUENZA MF sono alloggiate in cabine climatizzate dislocate a fianco dell'autostrada.

T è il periodo di cadenzamento della memoria ed è pari a 0,2 μs (freq. = 5 MHz)

0,8μs è il ritardo fisso introdotto dai sistemi di conversione A/D e D/A.

Il segnale numerico ritardato, viene nuovamente tradotto in segnale analogico a 2 MHz da un convertitore Digitale-Analogico; una ulteriore conversione di frequenza riporta il segnale a 103,3 MHz.

Le due conversioni di frequenza, la prima verso il basso, la seconda verso l'alto, sono effettuate con il medesimo oscillatore locale; l'apparato è così indifferente alle instabilità dell'oscillatore stesso. Il segnale di uscita è coerente con il segnale di entrata.

L'apparato incorpora uno stadio di potenza in grado di fornire una potenza di 20 W utilizzabile direttamente in antenna.

(3828)

BIBLIOGRAFIA

CCIR - 1986 - Vol. 10: Raccomandazione 412-4: *Norme di pianificazione per la radiodiffusione sonora a modulazione di frequenza in onde metriche.*

CCIR - 1986 - Vol. 10: Raccomandazione 641: *Determinazione dei rapporti di protezione RF nella radiodiffusione sonora a modulazione di frequenza.* Allegato 1.

CCIR - 1986 - Vol. 10: Raccomandazione 562-2: *Valutazioni soggettive della qualità sonora.*

CODIFICA DEL SEGNALE TELEVISIVO NUMERICO:
METODI DI RIDUZIONE DELLA RIDONDANZA

ROBERTO DEL PERO*

SOMMARIO — Nel presente lavoro si analizza qual'è l'informazione in sovrappiù presente nel segnale televisivo (ridondanza) eliminando la quale non si ha peggioramento oggettivo o soggettivo nella qualità dell'immagine. Si fornisce, in seguito, una visione generale dei metodi attualmente utilizzati per ridurre l'informazione ridondante con particolare attenzione ai metodi basati sulla codifica predittiva e a quelli utilizzanti le trasformazioni ortogonali. Tra queste ultime, viene analizzata la Trasformata Coseno Discreta (DCT) bidimensionale, che permette di ottenere rapporti di compressione nel flusso binario (bit rate) variabili tra circa 1:6 e 1:12 senza perdita apprezzabile di qualità. Analisi sull'efficienza di schemi di codifica basati sulla DCT sono in fase di esecuzione presso il Centro Ricerche RAI di Torino tramite simulazioni su calcolatore; sulla base dei risultati di detti studi è in avanzata fase di sviluppo un codec operante a 34 Mbit/s per segnali TV standard.

SUMMARY — ***Digital TV signal coding: methods of redundancy reduction.*** *This work analyses the nature of the redundant information present in the television signal, whose elimination causes neither objective nor subjective worsening of the picture quality. A general view of methods at present utilized to reduce the redundant information is then given, with particulary attention to methods based on the predictive coding and methods which utilize the orthogonal transforms. Among them the two dimensional discrete cosine transform (DCT) is analyzed, by which compression ratios in the bit rate between 1:6 and 1:12 is obtained without perceptible loss of quality. Analyses on the efficiency of advanced coding scheme based on the DCT are evaluated at the RAI Research Centre by computer simulations; meanwhile on the results of these studies is based the design and implementation of a codec operating at 34 Mbit/s for standard TV signals.*

1. Introduzione

La codifica del segnale televisivo numerico secondo la Raccomandazione CCIR 601 richiede un flusso binario (bit rate) di 216 Mbit/s: 108 Mbit/s per il segnale di luminanza campionato a 13,5 MHz con 8 bit per campione e 54 Mbit/s per ciascuna delle due componenti di crominanza campionate a 6,75 MHz e codificate con 8 bit per campione.

Una prima riduzione di questo bit rate può essere ottenuta trasmettendo la sola porzione attiva dell'immagine, raggiungendo, così, un valore minimo pari a 165,9 Mbit/s. Tale riduzione è tuttavia insufficiente per applicazioni nelle quali l'ottimizzazione del servizio è legata alla larghezza di banda del segnale da trasmettere oppure nelle quali esistano problemi dovuti a precedenti pianificazioni di banda dei canali di trasmissione.

Questo problema è ancora più sentito in applicazioni riguardanti la televisione ad alta definizione (HDTV) per la quale i bit rate in gioco sono superiori a 1 Gbit/s.

Riduzioni di bit rate sicuramente superiori a quelle sopra citate sono ottenibili per mezzo della riduzione della ridondanza presente in una qualsiasi immagine televisiva. Col termine ridondanza si intende quella parte di informazione non strettamente necessaria alla ricostruzione dell'informazione trasmessa.

2. Riduzione della ridondanza

Nel caso di sorgente televisiva si possono distinguere tre tipi di informazione eliminabile: l'informazione ridondante statisticamente, l'informazione irrilevante e l'informazione ridondante spettralmente.

L'informazione ridondante statisticamente è quella che può essere eliminata in trasmissione senza alcuna perdita di qualità nell'immagine ricostruita, in quanto tale informazione può essere recuperata completamente tenendo conto delle mutue relazioni esistenti tra elementi di immagine (pixel) adiacenti (correlazione spazio-temporale tra pixel adiacenti).

L'informazione irrilevante è legata alla ridondanza psicovisiva: parte dell'informazione è eliminabile in quanto gli effetti visivi generati dalla sua mancanza sono irrilevanti a causa del modo di lavorare del sistema visivo umano (ad esempio la sensibilità dell'occhio diminuisce al crescere della frequenza spaziale). L'eliminazione di que-

(*) Ing. Roberto Del Pero del Centro Ricerche RAI (Torino).
Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 26 gennaio 1989.

sta parte dell'informazione crea un degradamento non visibile o scarsamente visibile nell'immagine ricostruita.

Infine, la ridondanza spettrale deriva dalla struttura del campionamento dell'immagine: utilizzando opportune strutture di campionamento adattate alle effettive caratteristiche spettrali del segnale televisivo, è possibile operare con frequenze di campionamento inferiori a quelle adottate attualmente senza perdita di qualità dovuta a fenomeni di interferenza (aliasing).

2.1 Riduzione della ridondanza statistica

La riduzione della ridondanza statistica è una operazione del tutto reversibile che richiede, per poter essere effettuata al meglio, una conoscenza della sorgente in termini di quantità di informazione generata. La grandezza che descrive questa quantità è l'entropia della sorgente definita come informazione media generata dalla sorgente. Si può dimostrare che essa rappresenta il minimo numero di bit necessari per rappresentare completamente l'uscita della sorgente senza distorsioni. Tale minimo è raggiungibile utilizzando una codifica a lunghezza variabile (VLC) tramite la quale si associano ai messaggi meno probabili parole più lunghe: naturalmente è fondamentale una conoscenza corretta della distribuzione statistica dei messaggi (nel nostro caso un messaggio è il valore della luminanza o della crominanza associata al pixel).

Metodo ottimo di codifica a lunghezza variabile è quello di Huffman: l'algoritmo utilizzato richiede la conoscenza della probabilità associata ai diversi messaggi e dei legami statistici esistenti tra essi, ed esso sarà tanto più efficiente (eliminerà tanto meglio la ridondanza statistica) quanto più i valori di probabilità adottati saranno simili a quelli reali; questo significa che, mentre per ottimizzare il codice di Huffman associato ad una sorgente che genera messaggi statisticamente indipendenti è sufficiente conoscere la statistica del primo ordine associata a quella sorgente, per messaggi statisticamente dipendenti, quali quelli caratteristici di una sorgente televisiva, è necessario lavorare con statistiche di ordine superiore che tengano conto delle relazioni esistenti tra i messaggi generati.

Nel caso di immagini televisive i messaggi non sono assolutamente indipendenti dal punto di vista statistico in quanto ciascun pixel è correlato, più o meno strettamente, con tutti i pixel ad esso adiacenti sia spazialmente che temporalmente: per ridurre al meglio la ridondanza occorre quindi una conoscenza statistica di ordine molto elevato, cosa non attuabile dal punto di vista del calcolo.

Si può superare questo ostacolo sottoponendo l'immagine ad una trasformazione che riduca la correlazione tra i vari elementi dell'immagine e che sia, nello stesso tempo, reversibile, permetta cioè una ricostruzione perfetta dell'originale: la conoscenza della statistica del primo ordine dell'immagine così ottenuta permette di calcolare un codice di Huffman che, applicato all'immagine trasformata, si adatta meglio alla sorgente effettiva.

Attualmente le trasformazioni adottate per ridurre la correlazione tra gli elementi di una immagine sono essenzialmente di due tipi: la *codifica predittiva* e le *trasformazioni ortogonali*.

Un'altra caratteristica delle immagini numeriche che può essere sfruttata per la riduzione della ridondanza statistica è quella per cui pixel di valore uguale hanno una probabilità relativamente alta di essere adiacenti; perciò è conveniente codificare non il singolo pixel, ma la sequenza di pixel uguali con un'unica parola di codice (*codifica di sequenze o run length encoding*).

2.2 Riduzione della irrilevanza

La riduzione della irrilevanza è una operazione non reversibile in quanto tende ad eliminare una parte di informazione non ridondante statisticamente; essa introduce una distorsione oggettiva nell'immagine trattata, in modo tale, però, da rendere minimo l'effetto soggettivo che tale distorsione ha per l'osservatore.

Essenzialmente sono due le possibili operazioni adottate per ottenere questo: la *quantizzazione* e la *codifica psicovisiva*.

La *quantizzazione* opera una riduzione del numero di bit utilizzati per rappresentare ciascun campione: con questa operazione viene introdotto del rumore sull'immagine. Scegliendo opportunamente l'ampiezza degli intervalli di quantizzazione e gli associati valori di restituzione, è possibile minimizzare l'effetto soggettivo di questo rumore, ad esempio inserendolo soltanto in zone di immagine ad alto livello di luminanza oppure associandolo in misura maggiore alle crominanze rispetto alla luminanza (l'occhio è più sensibile a difetti su quest'ultima componente).

La *codifica psicovisiva* si basa sull'osservazione che la sensibilità dell'occhio umano è funzione della frequenza spaziale del segnale stimolante: essa decresce al crescere della frequenza. Se è possibile introdurre delle distorsioni sull'immagine in modo che ne siano coinvolte soltanto le componenti di alta frequenza spaziale, a parità di distorsione oggettiva, si riesce ad ottenere una minore distorsione soggettiva.

2.3 Riduzione della ridondanza spettrale

Come la riduzione dell'irrilevanza, anche la riduzione della ridondanza spettrale è una operazione irreversibile. Viene normalmente effettuata tramite un prefiltraggio multidimensionale (spaziale o spazio-temporale), che limita la banda dell'immagine d'ingresso in modo da evitare fenomeni di aliasing, seguito da un sottocampionamento (solo un sottoinsieme di campioni viene preso in considerazione). Scegliendo opportunamente la struttura del campionamento ed il tipo di prefiltraggio, è possibile minimizzare la distorsione introdotta.

Queste operazioni possono essere effettuate sull'intera immagine da trasmettere oppure soltanto su aree particolari di essa nelle quali i difetti siano meno percettibili da parte dell'osservatore: normalmente, tali zone sono quelle che presentano movimento al di sopra di una certa soglia. L'approccio zonale richiede una accurata caratterizzazione dell'immagine dal punto di vista della segmentazione in aree con e senza i requisiti richiesti per l'applicazione dell'algoritmo, cosa che appesantisce notevolmente l'algoritmo dal punto di vista dei calcoli da eseguire.

Il difetto che normalmente insorge nelle immagini così trattate è una perdita più o meno importante di definizione dovuta al prefiltraggio anti-aliasing, difetto appunto meno visibile nelle zone dell'immagine in movimento.

Strutture di campionamento attualmente prese in considerazione sono il *line-quincunx* ed il *field-quincunx* che operano rispettivamente nel campo spaziale ed in quello spazio-temporale. Per quanto riguarda il prefiltraggio, vengono utilizzati filtri numerici multidimensionali sia spaziali che spazio-temporali.

3. Codifica predittiva

Gli algoritmi di codifica predittiva si basano sull'osservazione che, data l'alta correlazione esistente tra pixel adiacenti, è possibile prevedere con sufficiente precisione il valore di un pixel a partire da un insieme di pixel adiacenti già noti. Sfruttando questo fatto, gli algoritmi di codifica predittiva non operano sul valore effettivo del pixel, bensì sulla differenza tra questo valore ed il valore previsto (errore di predizione): il vantaggio risultante è che l'errore di predizione relativo ai vari pixel è maggiormente scorrelato rispetto al valore assoluto dei pixel stessi. Quest'ultima affermazione è valida se l'algoritmo di predizione adottato è tale da minimizzare l'errore di predizione.

In generale la predizione del valore assunto da un pixel si ricava utilizzando una funzione che coinvolge i valori di un insieme di pixel adiacenti (spazialmente e temporalmente) a quello in esame: il problema da risolvere in questo tipo di codifica è quello della determinazione della funzione di predizione ottima che minimizza l'errore di predizione. Purtroppo non esiste in realtà una funzione predittiva ottima in assoluto, ma questa dipende fortemente dalle caratteristiche dell'immagine da trattare, dai dettagli presenti, dal movimento, dai contrasti di luminanza, dai contorni e così via; questa limitazione è superabile in parte adottando dei predittori adattativi nei quali la legge di stima del valore del pixel viene adattata alla zona di immagine in esame in modo da ottimizzare localmente la predizione.

In generale si possono distinguere due tipi di predittori, quelli operanti secondo *leggi inter* e quelli che si basano su *leggi intra*. Le funzioni che operano in modo intra sono quelle che utilizzano come dati di base i valori di pixel appartenenti allo stesso semiquadro (field) in esame, mentre le leggi inter lavorano su pixel appartenenti a semiquadri (inter-field) o a quadri (frame) (inter-frame) precedenti.

Le funzioni intra sono chiaramente più semplici dal punto di vista della realizzazione, ma offrono risultati mediocri nel caso in cui si abbia a che fare con sequenze di immagini con poco movimento: infatti, in sequenze di questo tipo, è molto elevata la correlazione tra pixel spazialmente coposizionati ma appartenenti a field/frame diversi, correlazione che non viene eliminata agendo solo su un field alla volta.

Viceversa i modi inter si dimostrano inadeguati nel trattare sequenze di immagini ad alto movimento: per movimenti rapidi, infatti, esiste una bassa correlazione tra il pixel in esame ed i pixel ad esso adiacenti ma su field/frame precedenti mentre, a causa dell'operazione di integrazione effettuata dal sistema di ripresa, aumenta la correlazione esistente tra pixel adiacenti appartenenti allo stesso field e posti nella direzione del movimento.

Come già detto, un modo per limitare problemi di questo tipo è quello di rendere adattative le leggi di predizione segmentando l'immagine in zone ad alto movimento da trattare in modo intra-field, in zone statiche da elaborare in modo inter-frame ed in zone quasi-statiche alle quali applicare il modo inter-field.

Ulteriore miglioramento si può avere con l'introduzione della tecnica della *compensazione del movimento*. Questa tecnica tiene conto del movimento presente nell'immagine ricavando uno o più vettori di spostamento, i quali vengono utilizzati per determinare quali pixel, nei field precedenti, sono i più correlati con i pixel della zona in esame e quindi quali sono i pixel da utilizzare per effettuare la predizione in modo inter-field o inter-frame.

Una volta ottenuti i valori di errore di predizione tramite i metodi analizzati prima, questi vengono quantizzati opportunamente (in modo non uniforme) e quindi codificati. Le caratteristiche del segnale di errore di predizione sono tali per cui, effettuando una codifica normale (non entropica, cioè non utilizzando codici a lunghezza variabile), si ha una riduzione di circa 2 bit/pixel per ogni componente (pari a circa 60 Mbit/s complessivi) nel bit rate necessario alla trasmissione, mentre ulteriori miglioramenti si hanno sfruttando la bassa correlazione tra gli errori di predizione codificandoli con una codifica a lunghezza variabile (VLC) opportuna. In quest'ultimo caso è necessario prevedere in cascata al codificatore un buffer che faccia da tampone tra il flusso di dati a velocità variabile in uscita dal sistema e il flusso costante normalmente richiesto sul canale di trasmissione; per evitare situazioni critiche quali il riempimento o lo svuotamento del buffer in seguito alla codifica di immagini particolari, è necessario inoltre controllarne l'occupazione e, tramite retroazione, agire opportunamente sul blocco di quantizzazione e codifica.

Aspetto negativo dei sistemi a codifica predittiva è quello della complessità realizzativa necessaria per ottenere riduzioni significative di bit rate: è indispensabile infatti lavorare con predizione adattativa e compensazione del movimento.

4. Trasformazioni ortogonali

Nelle trasformazioni ortogonali l'immagine viene sottoposta ad una trasformazione lineare ed invertibile tramite la quale i singoli pixel vengono sostituiti da coefficienti la cui mutua correlazione risulta minore. Normalmente, il calcolo dei coefficienti trasformati viene effettuato non sull'intera immagine contemporaneamente, ma su blocchetti di minore dimensione in quanto risulta più agevole la realizzazione dell'algoritmo di trasformazione; la contropartita è una riduzione non ottimale della correlazione in quanto si considerano solo i legami esistenti tra i pixel all'interno del blocchetto senza tenere in conto la correlazione esistente tra questi ultimi e quelli all'esterno.

Dal punto di vista matematico l'operazione di trasfor-

mazione è una proiezione di funzioni continue o discrete lungo funzioni mutuamente ortonormali.

Tra le varie leggi che possono regolare la trasformazione pixel-coefficiente, quella ottima è la Karhunen-Loève (KLT): essa fornisce in uscita coefficienti del tutto scorrelati tra loro, ma ha il difetto di dipendere dall'immagine alla quale viene applicata, in quanto richiede, per la determinazione delle funzioni di base, la conoscenza della statistica dell'immagine da trasformare. L'utilizzo di una statistica media, calcolata ad esempio su un certo numero di immagini considerate standard, semplifica l'algoritmo, ma fornisce risultati subottimi. La trasformata KLT non viene quindi utilizzata praticamente, ma è utile come riferimento nella valutazione delle prestazioni delle altre leggi di trasformazione.

Altre leggi di trasformazione che possono avere un certo interesse sono la trasformata di Fourier discreta (DFT), la trasformata di Walsh-Hadamard (WHT) e la trasformata coseno discreta (DCT). La prima ha prestazioni simili alla KLT soltanto nel caso in cui si operi sull'intera immagine contemporaneamente, e presenta, quindi, un carico di calcolo non ammissibile; la WHT è viceversa di facile sviluppo ma fornisce prestazioni inferiori rispetto alle altre leggi di trasformazione. La DCT è attualmente oggetto delle analisi più attente in quanto fornisce prestazioni molto vicine alla KLT pur non presentando eccessive complicazioni dal punto di vista della realizzazione.

5. Trasformata Coseno Discreta

La Trasformata Coseno Discreta (DCT) è la trasformazione ortogonale attualmente più utilizzata nel campo della riduzione del bit rate. Confrontata con altre trasformazioni ortogonali, essa è quella che più si avvicina alla trasformata ottima di Karhunen-Loève per un'ampia classe di segnali.

5.1. FORMULAZIONE MATEMATICA DELLA DCT

Dal punto di vista dei calcoli, è dimostrato che gli M coefficienti DCT relativi a M campioni del segnale si possono ottenere utilizzando la trasformata di Fourier discreta (DFT) estesa ai $2M$ punti ottenuti effettuando una estensione pari del segnale di partenza; è così possibile utilizzare algoritmi di tipo veloce (fast) derivati da quelli messi a punto per il calcolo della DFT che permettono di ridurre notevolmente il numero di operazioni necessarie per il calcolo dei coefficienti. Con uno stesso numero di operazioni è possibile ottenere anche la trasformazione inversa.

La trasformata coseno discreta di una sequenza di campioni $X(m)$ con $m = 1, 2, \dots (M-1)$, è definita come:

$$G_x(k) = 2 \cdot \sum_{m=0}^{M-1} X(m) \cos \frac{(2m+1)k\pi}{2M}$$

con $k = 0, 1, \dots, (M-1)$

dove $G_x(k)$ è il k-esimo coefficiente della DCT.

Per quanto riguarda il legame esistente tra la DCT e la DFT è possibile dimostrare che, chiamato $Y(k)$ il k-esimo coefficiente della DFT estesa a $2M$ punti e $C(k)$ quello della DCT, vale la seguente relazione:

$$Y(k) = W_{2M}^{\frac{k}{2}} C(k) \quad \text{con} \quad W_M^P = e^{-j2\pi P/M}$$

La trasformazione inversa (IDCT) viene definita come:

$$X^{\wedge}(m) = \frac{1}{2M} G_x(0) \cdot \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} G_x(k) \cos \frac{(2m+1)k\pi}{2M}$$

con

$$m = 0, 1, \dots, (M-1)$$

dove $X^{\wedge}(m)$ è la sequenza ricostruita.

Le definizioni viste sopra si riferiscono al caso monodimensionale. Prestazioni migliori dal punto di vista della riduzione della correlazione, si ottengono operando su trasformazioni pluri-dimensionali (normalmente bi- o tri-dimensionali), in quanto esse tendono ad eliminare la correlazione esistente tra pixel adiacenti in più direzioni.

Nel caso bidimensionale, la trasformata coseno può essere vista come operazione tra matrici: chiamando $[f(x, y)]$ la matrice contenente i campioni relativi alla zona da trasformare (di dimensione $N \times N$), $[F(u, v)]$ quella dei coefficienti ottenuti tramite la trasformazione, C la matrice di trasformazione e C^T la sua trasposta, si ha la relazione:

$$[F(u, v)] = C[f(x, y)]\, C^T$$

e, per l'operazione di antitrasformazione:

$$[f^{\wedge}(x, y)] = C^T[F(u, v)]\, C$$

con $[f^{\wedge}(x, y)]$ matrice contenente i campioni ricostruiti.

La matrice di trasformazione C è definita come:

$$C = N^{-1/2}[C_{rc}]$$

con

$$C_{rc} = \begin{cases} 1 & \text{per} \quad r = 0 \\ \sqrt{2} \cdot \cos \dfrac{(2c+1)r\pi}{2N} & \text{per} \quad r = 1, \dots, N-1 \end{cases}$$

con

$$c = 0, 1, \dots, N-1$$

(definizione canonica con coefficienti moltiplicativi suddivisi in modo uguale nella trasformata e nella antitrasformata).

5.2 SIGNIFICATO SPETTRALE DEI COEFFICIENTI

Visti i legami esistenti tra la DCT e la DFT, è possibile dare un significato spettrale ai coefficienti ottenuti tramite la trasformazione in esame.

Analizzando il caso bidimensionale, ogni elemento della matrice $[F(u, v)]$ è circa proporzionale all'ampiezza di una specifica armonica di frequenza spaziale, armonica crescente al crescere degli indici matriciali; in particolare, il coefficiente di indici (0,0) è circa proporzionale alla componente continua presente nella zona di immagine sottoposta alla trasformazione, i coefficienti di indici (0, v), con v diverso da 0, sono circa proporzionali alle ampiezze delle armoniche con frequenze puramente orizzontali, mentre ai coefficienti di indici (u, 0), con un u diverso da 0, sono associate le frequenze puramente verticali. I restanti coefficienti di indici (u, v), con u e v diversi da 0, sono legati alle ampiezze delle armoniche con frequenze puramente diagonali.

In appendice sono riportati alcuni esempi di trasformazione applicata a blocchetti di dimensione 8 × 8 nei quali sono evidenziati i legami tra la struttura spaziale e la posizione dei coefficienti DCT generati.

6. Utilizzo della DCT

Come detto in precedenza, il peso dal punto di vista della realizzazione e dei tempi di calcolo cresce al crescere delle dimensioni dei blocchetti di pixel sui quali applicare la trasformazione; d'altro canto, le prestazioni delle trasformate, quanto a riduzione della correlazione, migliorano al crescere del numero di pixel presi in esame. Per quanto riguarda la DCT, si è trovato che il miglior compromesso tra le due tendenze si ha considerando blocchetti di dimensione 8 × 8 pixel.

L'operazione di trasformazione applicata ai suddetti blocchetti dà origine ad un numero di coefficienti pari al numero di pixel coinvolti nell'operazione, coefficienti che, però, presentano tra loro una minore correlazione. Applicando, quindi, ad essi una codifica a lunghezza variabile (ad esempio un codice di Huffman) si ottiene una maggiore riduzione di ridondanza statistica rispetto a quella che si avrebbe operando sui pixel reali.

L'andamento dei valori dei coefficienti risulta, mediamente, fortemente non uniforme nel senso che, normalmente, solo pochi coefficienti risultano avere valori relativamente elevati mentre sono numerosi quelli a valore basso o addirittura nullo. Questa non uniformità è basilare per ottenere una buona riduzione di bit rate tramite codifica a lunghezza variabile ed inoltre permette di utilizzare con successo algoritmi di tipo codifica delle sequenze applicati alle sequenze di zeri; infatti, scegliendo opportunamente l'ordine con il quale trasmettere i coefficienti di un blocchetto è possibile avere lunghe sequenze di valori nulli, sequenze codificabili con un'unica parola di codice.

Analizzando i coefficienti a valore basso, si può notare che essi hanno indici posizionali alti e quindi sono relativi ad armoniche di alta frequenza spaziale, soprattutto diagonali, alle quali l'occhio umano è relativamente poco sensibile. Si può, quindi, pensare di azzerare questi coefficienti senza per questo peggiorare l'aspetto soggettivo dell'immagine, ma rendendo ancora meno uniforme la distribuzione e soprattutto aumentando il numero e la lunghezza delle sequenze di zeri. Analogamente è possibile introdurre una quantizzazione più grossolana sui coefficienti di alta frequenza e su tutti i coefficienti relativi alle componenti di crominanza.

Anche in questo caso l'utilizzo di codici a lunghezza variabile rende necessaria la presenza di un buffer di uscita per rendere costante il flusso di dati sul canale di trasmissione.

7. Miglioramenti

Le prestazioni ottenibili per mezzo della DCT possono essere ulteriormente migliorate considerando anche la correlazione esistente tra pixel appartenenti a semiquadri diversi.

Un primo tipo di approccio consiste nell'utilizzo della DCT tridimensionale: non si lavora più su blocchetti di pixel appartenenti ad un unico semiquadro, ma si considerano anche i pixel corrispondenti posti sui semiquadri precedenti. In questo modo i coefficienti ottenuti presentano una minore correlazione non soltanto spaziale ma anche temporale ed aumenta il numero e la lunghezza delle sequenze di zeri.

La DCT tridimensionale può essere scomposta in due operazioni distinte: una trasformata bidimensionale all'interno dei semiquadri seguita da una trasformata monodimensionale nella direzione temporale, la prima, normalmente, eseguita su blocchi di 8 × 8 pixel, la seconda su un numero limitato di semiquadri (normalmente 4) per diminuire la memoria necessaria.

Una soluzione attualmente più praticabile è quella definita *ibrida* nella quale si continua ad utilizzare la DCT bidimensionale applicata però di volta in volta a blocchetti di pixel (modo di lavoro intrafield) oppure a blocchetti contenenti gli errori di predizione relativi (modi di lavoro interfield o interframe).

In sistemi di questo tipo la funzione di predizione utilizzata è molto semplice: infatti, come valore stimato si utilizza il valore del pixel coposizionato sul semiquadro o sul quadro precedente.

La scelta tra modi inter e intra viene effettuata analizzando il valore di una funzione di attività legata in modo opportuno alla quantità di dettaglio e di movimento presente nel blocchetto in esame in modo tale che blocchetti con poco movimento vengono codificati con i modi inter, mentre zone con alta attività lavorano in modo intra.

È possibile anche in questi sistemi introdurre algoritmi di compensazione del movimento come già visto per la codifica predittiva.

8. Conclusioni

Gli algoritmi basati sulla DCT sembrano rappresentare, attualmente, il miglior compromesso tra efficienza e complessità della struttura dell'hardware (un primo prototipo di trasmettitore basato sulla DCT bidimensionale non ibrida ha richiesto per la sua costruzione 5 schede di formato 16 × 23 cm).

Da simulazioni su calcolatore eseguite presso il Centro Ricerche RAI, l'algoritmo basato sulla DCT ibrida si è dimostrato molto promettente, permettendo di ottenere fattori di compressione del bit rate compresi tra 1:6 e 1:12 senza deterioramento apprezzabile dell'immagine; alla luce di tali risultati è stato avviato, in collaborazione con una importante azienda nazionale nel campo delle telecomunicazioni, lo sviluppo hardware di co-decodificatori operanti a bit rate dell'ordine di 30 Mbit/s utilizzabili per applicazioni di tipo distribuzione con immagini in formato standard 625 righe per quadro (nei prossimi mesi saranno disponibili i primi prototipi).

In vista di utilizzazioni a più basso bit rate oppure nel campo della televisione ad alta definizione, sono in fase di sviluppo programmi per la simulazione di nuovi sistemi, sempre basati sulla DCT ibrida, nei quali vengono implementati algoritmi più sofisticati per la riduzione della ridondanza psicovisiva: grazie a questi accorgimenti, si prevede il raggiungimento di bit rate dell'ordine di 140 Mbit/s in applicazioni HDTV mantenendo una qualità forse adatta anche alle reti di contributo (si definisce rete di contributo una rete di collegamento a livello nazionale o internazionale ai capi della quale deve essere possibile effettuare senza perdita di qualità una qualsiasi elaborazione delle immagini ricevute).

APPENDICE

In tabella I sono riportate le matrici $[F(u, v)]$ dei coefficienti relativi alla trasformata coseno discreta bidimensionale applicata a dieci strutture spaziali, di formato 8×8, particolarmente utili per comprendere il comportamento della DCT.

I valori numerici presentano delle differenze rispetto a quelli calcolabili mediante le formule date nel paragrafo 5.1 in quanto l'algoritmo utilizzato non prevede l'uso dei coefficienti moltiplicativi nell'operazione di trasformazione ma ne tiene conto in fase di antitrasformazione: questo produce un semplice scalamento costante per tutti i coefficienti ottenuti.

(3772)

TABELLA I. ESEMPI DI STRUTTURE SPAZIALI E DEI RELATIVI COEFFICIENTI DCT

MATRICE SEGNALE

16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00

MATRICE COSENO

8032.00	-893.16	0.00	-1053.56	0.00	-1576.76	0.00	-4490.23
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

PATTERN 7

MATRICE SEGNALE

16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00

MATRICE COSENO

8032.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
-893.16	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
-1053.56	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
-1576.76	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
-4490.23	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

PATTERN 8

MATRICE SEGNALE

16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00
16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00
16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00
16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00
235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00	235.00	16.00

MATRICE COSENO

8032.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	-113.83	0.00	-134.27	0.00	-200.96	0.00	-572.27
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	-134.27	0.00	-158.39	0.00	-237.04	0.00	-675.04
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	-200.96	0.00	-237.04	0.00	-354.76	0.00	-1010.27
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	-572.27	0.00	-675.04	0.00	-1010.27	0.00	-2877.02

PATTERN 9

MATRICE SEGNALE

235.00	213.00	191.00	169.00	147.00	124.00	102.00	80.00
213.00	204.00	186.00	165.00	144.00	122.00	100.00	79.00
191.00	186.00	172.00	155.00	136.00	116.00	95.00	74.00
169.00	165.00	155.00	141.00	124.00	106.00	87.00	67.00
147.00	144.00	136.00	124.00	110.00	93.00	75.00	57.00
124.00	122.00	116.00	106.00	93.00	79.00	62.00	45.00
102.00	100.00	95.00	87.00	75.00	62.00	47.00	31.00
80.00	79.00	74.00	67.00	57.00	45.00	31.00	16.00

MATRICE COSENO

7294.00	1541.90	-198.50	113.52	-52.33	29.09	-17.28	6.05
1541.90	310.39	42.13	27.03	4.70	4.76	-0.12	3.22
-198.50	42.13	33.26	15.14	10.23	4.75	2.12	1.17
113.52	27.03	15.14	10.91	8.33	5.16	4.29	2.21
-62.33	4.70	10.23	8.33	7.00	3.86	1.18	2.38
29.09	4.76	4.75	5.16	3.86	6.02	1.18	0.06
-17.28	-0.12	2.12	4.29	1.18	1.18	0.74	-0.35
6.05	3.22	1.17	2.21	2.38	0.06	-0.35	0.69

PATTERN 10

1327

segue

CODIFICA DEL SEGNALE TELEVISIVO NUMERICO: METODI DI RIDUZIONE DELLA RIDONDANZA

MATRICE SEGNALE

16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00

MATRICE COSENO

8032.00	-4490.23	0.00	1576.76	0.00	-1053.56	0.00	893.16
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

PATTERN 1

MATRICE SEGNALE

16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00

MATRICE COSENO

8032.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
-4490.23	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
1576.76	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
-1053.56	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
893.16	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

PATTERN 2

MATRICE SEGNALE

16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	235.00	235.00	235.00	235.00
235.00	235.00	235.00	235.00	16.00	16.00	16.00	16.00
235.00	235.00	235.00	235.00	16.00	16.00	16.00	16.00
235.00	235.00	235.00	235.00	16.00	16.00	16.00	16.00
235.00	235.00	235.00	235.00	16.00	16.00	16.00	16.00

MATRICE COSENO

8032.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	-2877.02	0.00	1010.27	0.00	-675.04	0.00	572.27
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	1010.27	0.00	-354.76	0.00	237.04	0.00	-200.96
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	-675.04	0.00	237.04	0.00	-158.39	0.00	134.27
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	572.27	0.00	-200.96	0.00	134.27	0.00	-113.83

PATTERN 3

MATRICE SEGNALE

16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00

MATRICE COSENO

8032.00	-1859.91	0.00	-3805.63	0.00	2543.51	0.00	369.96
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

PATTERN 4

MATRICE SEGNALE

16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00
16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00	16.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00
235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00	235.00

MATRICE COSENO

8032.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
-1859.91	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
-3805.83	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
2543.51	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
369.96	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

PATTERN 5

MATRICE SEGNALE

16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00
235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00
16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00
235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00
235.00	235.00	16.00	16.00	235.00	235.00	16.00	16.00

MATRICE COSENO

8032.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	-493.62	0.00	-1010.27	0.00	675.04	0.00	98.19
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	-1010.27	0.00	-2067.70	0.00	1381.59	0.00	200.96
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	675.04	0.00	1381.59	0.00	-923.15	0.00	-134.27
0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.00	98.19	0.00	200.96	0.00	-134.27	0.00	-19.53

PATTERN 6

1328

BIBLIOGRAFIA

B.1. *Generali*

— CCIR, *Raccomandazione 601*, Volume XI, Parte 1, Ginevra 1982.

— BARBIERI G.: *Codifica di segnali televisivi ad alta definizione per la trasmissione numerica via satellite*, «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 1, 1988.

— GONZALEZ R. C., WINTZ P.: *Digital Image Processing*, Addison-Wesley, 1987.

— HALL E. L.: *Computer Image Processing and Recognition*, Academic Press, 1979.

— WADE J. G.: *Signal Coding and Processing: An Introduction Based on Video Systems*, Ellis Horwood, 1987.

— WINTZ P.: *Transform Picture Coding*, «Proceedings of the IEEE», vol. 60, luglio 1972.

— MUSMANN H. G., PIRSCH P., GRALLERT H.: *Advances in Picture Coding*, «Proceedings of the IEEE», vol. 73, n. 4, aprile 1985.

— NETRAVALI A. N., LIMB J. O.: *Picture Coding: a Review*, «Proceedings of the IEEE», vol. 68, n. 3, marzo 1980.

B.2 *Riduzione della ridondanza*

— HUFFMAN D. A.: *A Method for the Construction of Minimum-Redundancy Codes*, «Proceedings of the IRE», settembre 1952.

— GILBERT E. N.: *Codes Based on Inaccurate Source Probabilities*, «IEEE Transactions on Information Theory», vol. IT-17, n. 3, maggio 1971.

— ANDREWS H. C.: *Entropy Considerations in the Frequency Domain*, «Proceedings of the IEEE», gennaio 1968.

— O'NEAL J. B.: *Bounds on Subjective Performance Measures for Source Encoding Systems*, «IEEE Transactions on Information Theory», vol. IT-17 n. 3, maggio 1971.

— GRANRATH D. J.: *The Role of Human Visual Models in Image Processing*, «Proceedings of the IEEE», vol. 69, n. 5, maggio 1981.

— TONGE G. J.: *The Sampling of Television Images*, IBA Experimental & Development, Report 112/81.

— TONGE G. J.: *Three-Dimensional Filters for Television Sampling*, IBA Experimental & Development, Report 117/82.

— SABATIER, KRETZ: *Sampling the Components of 625-Lines Colour Television Signal*, «EBU Review», n. 178, ottobre 1978.

— DUBOIS E.: *The Sampling and Reconstruction of Time-Varying Imagery with Application in Video Sistems*, «Proceedings of the IEEE», vol. 73, n. 4, aprile 1985.

B.3 *Codifica predittiva*

— CONNOR D. J., BRAINARD R. C., LIMB J. O.: *Intraframe Coding for Picture Transmission*, «Proceedings of the IEEE», vol. 60, n. 7, luglio 1972.

— ZETTERBERG L. H., ERICSSON S., BRUSEWITZ H.: *Interframe DPCM with Adaptive Quantization and Entropy Coding*, «IEEE Transactions on Communications», vol. COM-30, n. 8, agosto 1982.

— O'NEAL J. B.: *Differential Pulse-Code Modulation (PCM) with Entropy Coding*, «IEEE Transactions on Information Theory», vol. IT-22, n. 2, marzo 1976.

— PIRSCH P.: *Adaptive Intra-Interframe DPCM Coder*, «The Bell System Technical Journal», maggio-giugno 1982.

B.4 *Trasformazioni ortogonali*

— PRATT W. K., KANE J., ANDREWS H. C.: *Hadamard Transform Image Coding*, «Proceedings of the IEEE», vol. 57, n. 1, gennaio 1969.

— ALBERICO F., BOVE F.: *La trasformata di Hadamard nella trasmissione numerica di immagini*, «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 3, 1973.

— PONCIN J.: *Utilisation de la transformation de Hadamard pour le codage et la compression de signaux d'images*, «Annales de Télécommunications», T. 26, n. 7-8, 1971.

— SCHWARTZ P.: *Analyse de la compression d'information sur la transformée de Fourier d'une image*, «Annales de Télécommunications», T. 26, n. 3-4, 1971.

— PEARLMAN W. A., GRAY R. M.: *Source Coding of the Discrete Fourier Transform*, «IEEE Transactions on Information Theory», vol. IT-24, n. 6, novembre 1978.

— NAKAGAWA M., MIYAHARA M.: *Generalized Karhunen-Loeve Transformation I (Theoretical Consideration)*, «IEEE Transactions on Communications», vol. COM-35, n. 2, febbraio 1987.

— MIYAHARA M., KOTANI K.: *Block Distortion in Orthogonal Transform Coding - Analysis, Minimization, and Distortion Measure*, «IEEE Transactions on Communications», vol. COM-33, n. 1, gennaio 1985.

B.5 *Trasformata coseno*

— AHMED N., NATARAJAN T., RAO K. R.: *Discrete Cosine Transform*, «IEEE Transactions on Computers», vol. C-23, gennaio 1974.

— MAKHOUL J.: *A Fast Cosine Transform in One and Two Dimensions*, «IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing», vol. ASSP-28, n. 1, febbraio 1980.

— REININGER R. C., GIBSON J. D.: *Distributions of the Two Dimensional DCT Coefficients for Images*, «IEEE Transactions on Communications», vol. COM-31, n. 6, giugno 1983.

— NILL N. B.: *A Visual Model Weighted Cosine Transform for Image Compression and Quality Assessment*, «IEEE Transactions on Communications», vol. COM-33, n. 6, giugno 1985.

— CLARKE R. J.: *Spectral response of the Discrete Cosine and Walsh-Hadamard Transforms*, «IEE PROC.», vol. 130, Pt. F, n. 4, giugno 1983.

— WANG Z.: *On Computing the Discrete Fourier and Cosine Transforms*, «IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing», vol. ASSP-33, n. 4, ottobre 1985.

— GI LEE B.: *A New Algorithm to Compute the Discrete Cosine Transform*, «IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing», vol. ASSP-32, n. 6, dicembre 1984.

B.6 *Applicazioni DCT*

— CESA, MODENA, SICURANZA: *2D DCT Intrafield Coding on High-Quality TV Signals*, Conference on DSP, Firenze 1987.

— CUCCHI, MODENA: *Component Coding of TV Signal Using Intrafield DCT Transform: Simulation Results and Considerations about Hardware Complexity*, 5ª World Communication Forum, Geneve, ottobre 1987.

CODIFICA DEL SEGNALE TELEVISIVO NUMERICO:

SISTEMI DI RIDUZIONE DELLA RIDONDANZA MEDIANTE L'USO DELLA TRASFORMATA COSENO DISCRETA

M. BARBERO, M. STROPPIANA*

SOMMARIO — Presso il Centro Ricerche RAI vengono studiate le tecniche di riduzione della ridondanza del segnale video. La trasformata coseno discreta (DCT) e la codifica mediante codici a lunghezza variabile (VLC) si sono dimostrate estremamente efficienti. L'ottimizzazione di tali tecniche è effettuata mediante simulazioni per mezzo di calcolatori elettronici. Per al codifica numerica del segnale video sono normalmente usati 16 bit per ciascun elemento di immagine (pel). Un sistema basato sulla DCT intra-field che consente di ridurre, mediante, a circa 3 bit/pel il flusso di dati è stato sviluppato da un'industria italiana; esso è adatto alla codifica di segnali compositi (PAL e NTSC) e a componenti. L'uso della DCT ibrida, che sfrutta anche la ridondanza temporale, consentirà la realizzazione di co-decodificatori più efficienti: riducendo il numero di bit necessari a codificare ogni elemento di immagine fino ad un minimo di 1 bit/pel. Tali codec, nelle versioni adatte a segnali di definizione normale e ad alta definizione (HDTV), sono in avanzato stadio di sviluppo. Nell'articolo vengono descritti: gli algoritmi, le caratteristiche principali dei sistemi proposti, le tecniche che permetteranno ulteriori miglioramenti, e le principali applicazioni previste. È disponibile la versione in lingua inglese di questo articolo.

SUMMARY — ***Digital TV signal coding: systems for the redundancy reduction based on the Discrete Cosine Transform.*** *At the RAI Research Centre studies on the bit-rate reduction techniques for the video signal are carried on. The Discrete Cosine Transform (DCT) and the Variable Length Coding (VLC) demonstrated to be very efficient. The optimization of these techniques is performed by computer simulations. To code the video signal 16 bits are normally used for each picture element (pel). A system based on the intra-field DCT which allows the reduction to 3 bits per pel, on average, has been developed by an Italian manufacturer; it can be used both for the video composite signals (NTSC and PAL) and the component video signals. The adoption of the hybrid DCT, which makes use of the temporal redundancy, will allow the implementation of more efficient codecs: the reduction can be down to 1 bit per pel. These codecs, both for the standard definition and for the high definition TV, are in an advanced development stage. The article analyzes the following items: the algorithms, the main characteristics of the proposed systems, the techniques for further improvements, and the main applications. The English version of this article is available.*

1. Introduzione

In articoli precedenti si è introdotto l'argomento della codifica numerica del segnale televisivo (bibl 1) e sono stati analizzati i metodi di riduzione della ridondanza che consentono di codificare tale segnale con un flusso di informazione, o bit-rate, minimo, al fine di permetterne la trasmissione o la memorizzazione, compatibilmente con la capacità ed il costo degli attuali canali numerici (bibl. 2). Nell'ultimo articolo citato è descritto l'algoritmo della Trasformata Coseno Discreta (DCT, Discrete Cosine Transform), che presenta un'elevata efficienza e che per tale ragione è oggetto di studi ed è alla base dei co-decodificatori in via di sviluppo in Italia. Si rimanda a tale articolo sia perché tutti gli argomenti in esso trattati sono qui considerati noti, sia perché è corredato di una ricca bibliografia.

In questo articolo si effettuerà una panoramica sulle ricerche che hanno dato origine alla realizzazione pratica di sistemi di trasmissione dei segnali video compositi (PAL, NTSC) e a componenti e che consentiranno di sviluppare sistemi per la televisione ad alta definizione (HDTV, High Definition TeleVision).

Dopo un breve cenno all'attuale normativa per quanto riguarda la codifica numerica del segnale televisivo e quella per l'uso dei canali di trasmissione numerica, si analizzano gli algoritmi di codifica basati su DCT. In pratica si segue un criterio cronologico nel descrivere le fasi successive della ricerca, tale criterio coincide con quello della crescente complessità realizzativa.

Si descrive la DCT bidimensionale puramente intra-field: essa opera su blocchi di elementi di immagine, ossia pel, appartenenti a singoli semiquadri. Si passa poi ad analizzare la DCT tridimensionale: essa opera opera su blocchi costituiti da pel appartenenti a quadri consecutivi. Infine si esamina la DCT ibrida: essa sfrutta, come quella tridimensionale, la ridondanza temporale presente

(*) Ing. Marzio Barbero, dott. Mario Stroppiana del Centro Ricerche RAI (Torino).
Dattiloscritto pervenuto alla Redazione l'11 aprile 1989.

nel segnale televisivo e, quando ciò consente una riduzione della quantità di informazione da trasmettere, codifica le differenze fra i pel appartenenti a semiquadri o quadri adiacenti.

Gli studi e la realizzazione pratica dei sistemi di codifica basati su DCT per la trasmissione punto a punto del segnale televisivo, sia quello a definizione normale, sia quello ad alta definizione, sono svolti nell'ambito del progetto europeo EUREKA EU256. A tale progetto collaborano, oltre alla RAI, le seguenti organizzazioni italiane e spagnole: Telettra SpA e Telettra Espana S.A., RTVE (radio televisione spagnola) e la Universidad Politecnica de Madrid.

2. Norme di codifica e di trasmissione

2.1 Norme di codifica del segnale televisivo

Sono oggetto della Raccomandazione 601 del CCIR i parametri di codifica numerica per il segnale video a componenti, parametri riassunti in tabella 1 (bibl. 3). La Raccomandazione 656 riguarda invece le interfacce, parallelo e seriale, per collegare gli apparati di studio che operano in numerico (bibl. 4).

L'esistenza di una norma internazionale ha permesso di sviluppare apparati video professionali operanti con segnali numerici ed interfacciabili direttamente. È attualmente possibile utilizzare studi televisivi completamente numerici, con vantaggi sulla qualità del prodotto finale, soprattutto in caso di programmi complessi, che richiedono più operazioni successive sullo stesso segnale.

Attualmente in sede internazionale sono in discussione varie proposte di normalizzazione per il segnale HDTV.

Si prevede che, per HDTV, l'uso delle tecniche numeriche, almeno per quanto riguarda gli apparati professionali, sarà fin dall'inizio preponderante. Ad esempio, i primi esemplari di videoregistratori utilizzano tecniche analogiche, ma già nell'immediato futuro sono previsti quelli di tipo numerico.

Sarebbe auspicabile l'adozione di una norma unica mondiale, risolvendo così i problemi che si pongono attualmente per la TV a definizione normale; problemi di sviluppo di apparati diversi e di conversione di standard che comportano aumenti di costo e l'introduzione di degradamenti.

Vi sono però spinte a mantenere due formati, uno caratterizzato da una frequenza di trama a 60 Hz ed uno a 50 Hz, allo scopo di facilitare la conversione dei formati HDTV ai corrispondenti formati a definizione normale. D'altro canto si vorrebbe che i due formati fossero caratterizzati dal maggior numero possibile di parametri uguali.

Un primo criterio è quello di mantenere costante il bit-rate necessario alla registrazione e trasmissione. Un'altro criterio è quello di mantenere costante il formato d'immagine, numero di pel per riga e numero di righe attive per quadro.

2.2 Norme sulla canalizzazione per collegamenti numerici

Per trasferire il segnale fra due località distanti fra loro esistono due alternative: l'uso di nastro magnetico (il

Tabella 1.
SPECIFICHE DELLO STANDARD VIDEO NUMERICO
(RACC. CCIR 601)

parametri	sistemi	
linee per quadro semiquadri al secondo	525 60	625 50
segnali codificati	Y, C_B, C_R	
numero totale di campioni per linea — luminanza Y — crominanze C_B, C_R	858 429	864 432
struttura di campionamento	ortogonale, ripetitiva a livello di riga, semiquadro e quadro. I campioni CR e CB sono coposizionati con i campioni Y dispari (1°, 3° ...) di ciascuna riga.	
frequenza di campionamento — luminanza Y — crominanze CB, CR	13,5 MHz 6,75 MHz	
forma di codifica campionamento	PCM a quantizzazione uniforme, 8 bit per campione per segnale di luminanza e ciascun segnale differenza di colore.	
numero di campioni per riga attiva — luminanza Y — crominanze CB, CR	720 360	
corrispondenza fra i livelli del segnale analogico e i livelli di quantizzazione — luminanza — crominanze CB, CR	220 livelli quantizzaz. nero = livello 16 bianco = livello 235 225 livelli quantizzaz. zero = livello 128	
uso delle parole di codice	0 e 255 per sincronizzazione da 1 a 254 per video	

sistema di registrazione per il segnale video a componenti numerico è descritto in bibl. 5), oppure l'uso di reti di trasmissione. I canali di trasmissione per i segnali televisivi sono attualmente di tipo analogico, normalmente operanti con segnali compositi (PAL, NTSC, SECAM).

Come si è detto precedentemente, però, la tendenza attuale è quella di produrre e trattare i segnali televisivi sotto forma numerica e questa tendenza sarà ancora maggiore nel caso di HDTV.

Attualmente esistono delle gerarchie di multiplazione per la trasmissione di segnali numerici, elencate nella tabella 2. L'accesso alle reti numeriche avviene quindi in generale ad uno dei quattro livelli indicati in tabella (Racc. CCITT G.703).

In ambito CCITT sono in via di definizione i livelli di accesso alla rete integrata (ISDN, Integrated Services Digital Network) e la situazione attuale è riassunta in tabella 3.

Molti gestori di reti sono favorevoli all'introduzione di una rete a pacchetti di lunghezza fissa che consentano una trasmissione di tipo asincrono (ATM, Asynchronous

Tabella 2.
GERARCHIE DI TRASMISSIONE NUMERICA
(RACC. CCITT G.703)

livello	bit-rate [Mbit/s]		
1	1,544		2,048
2	6,312		8,448
3	32,064	44,736	34,368
4	97,728		139,264
usato in	Giappone	Stati Uniti	Europa

Nota: il primo livello è ottenuto dalla multiplazione sincrona di un certo numero di canali a 64 kbit/s, con informazioni aggiuntive per le commutazioni e la supervisione del sistema; 1544 kbit/s corrispondono a 24 canali da 64 kbit/s e 2048 kbit/s corrispondono a 30 canali. I livelli superiori sono ottenuti da multiplazione asincrona di quelli inferiori, con giustificazione, per sopperire a piccole variazioni del bit-rate nominale.

Transfer Mode). Tali sistemi sono particolarmente adatti per il traffico di dati generati in maniera discontinua, ad esempio fra elaboratori elettronici, ma potrebbero risultare più costosi e di più difficile impiego nel caso in cui i dati vengano generati in grande quantità ed in modo continuo, come nel caso del segnale video numerico.

In ogni caso si prevede che l'uso di sistemi di trasmissione numerica sia in futuro una scelta obbligata poiché consentono l'uso della stessa rete in modo flessibile, per molteplici servizi. Anche quei servizi, come quello televisivo, che fino ad oggi hanno utilizzato reti analogiche dovranno quindi adattarsi a questa tendenza verso la trasmissione numerica.

2.3 Norme relative a sistemi di riduzione della ridondanza

Per i motivi precedentemente esposti occorre stabilire una norma di trasmissione dei segnali televisivi numerici. Poiché la capacità dei canali attualmente disponibili è limitata e, comunque, il costo dell'uso del canale è proporzionale alla capacità impiegata, si è deciso di studiare dei sistemi che consentano di minimizzare il bit-rate richiesto.

Il gruppo CMTT/2 ha il compito di definire un sistema di codifica per il segnale video conforme alla Racc. 601 adatto ad essere trasmesso in canali di capacità pari ai livelli H_{21} e H_{22} e che garantisca una *qualità contributo*. Si intende come qualità contributo quella che consen-

Tabella 3.
GERARCHIE DI TRASMISSIONE NUMERICA
LIVELLI H PER ISDN

LIVELLO	BIT-RATE [MBIT/S]	
H_0	0,384	
H_1	1,536	1,920
H_2	43 – 44,776 (H_{22})	32,768 (H_{21})
H_3	60 – 70	
H_4	132 – 138,24	

Nota: alcuni dei valori non sono ancora stati fissati in modo definitivo, per cui sono indicati delle gamme. Il livello H4 dovrebbe essere comune a entrambe le gerarchie. Il livello H3 verrà studiato con priorità inferiore. Il livello H'! a 32,768 Mbit/s verrà adottato in Europa, quello H22 a circa 44 Mbit/s negli Stati Uniti.

te di effettuare certi tipi di trattamenti sul segnale video, ad esempio il «chroma-key» (intarsio di un'immagine, modificando lo sfondo) e lo «slow-motion» (rallentamento temporale).

Attualmente sono allo studio sistemi basati su tecniche predittive (DPCM, Differential Pulse Code Modulation) e tecniche utilizzanti la DCT.

Gli stessi algoritmi possono essere applicati ai segnali HDTV ed in questo caso ci si ripromette di ridurre il bit-rate in modo da utilizzare un canale di livello H_4.

In futuro si potranno impiegare gli stessi algoritmi, tecniche e architetture a sistemi di codifica caratterizzati da una *qualità distribuzione*, ovvero sufficiente per la trasmissione, eventualmente circolare, agli utenti finali. In questo caso i bit-rate richiesti sono almeno dimezzati rispetto ai precedenti.

Vi sono diversi gruppi di lavoro e progetti internazionali coinvolti nello studio di tali sistemi; oltre ai già citati CMTT/2 e EU256, alcuni gruppi specialistici UER (V1/RDB e V1/HDTV), RACE (HIVITIS), COST.

3. Sistema basato su DCT bidimensionale

3.1 Parametri di codifica

L'algoritmo fondamentale alla base dei sistemi di ridondanza oggetto di studio presso il Centro Ricerche RAI è la DCT. In base a prove preliminari, ed in accordo con quanto riportato in letteratura (figura 1), un blocco di 8 · 8 pel è stato scelto come elemento fondamentale su cui applicare la trasformata bidimensionale. Tale valore è il miglior compromesso fra l'efficienza dell'algoritmo, che cresce al crescere delle dimensioni del blocco, e la complessità realizzativa, proporzionale al numero di operazioni necessarie a calcolare i coefficienti della trasformata.

Nel caso del segnale numerico conforme alla raccomandazione 601 si individuano, all'interno di ciascun semiquadro un certo numero di *strisce*, ciascuna costituita da 8 righe video. Il numero di strisce è pari a 36 nel caso del sistema a 625/50 e a 31 nel caso del sistema 525/60.

Di ciascuna striscia fanno parte 90 blocchi costituiti da campioni di luminanza Y, 45 blocchi costituiti da campioni di crominanza C_B e infine 45 blocchi dovuti a C_R. Ad ogni area di immagine costituita da 16 · 8 pel corrispondono due blocchi Y, uno C_B ed uno C_R.

La trasformata viene applicata a ciascun blocco, sia esso di luminanza oppure di crominanza, ed il risultato di tale operazione è costituito dall'insieme di 64 coefficienti che presentano una distribuzione statistica delle ampiezze non uniforme: i coefficienti prossimi a quello corrispondente alla componente continua hanno in generale ampiezze maggiori rispetto a quelli relativi ad armoniche di alta frequenza spaziale.

3.2 Eliminazione della ridondanza statistica

Utilizzando un codice a lunghezza variabile (VLC, Variable Length Code) si può sfruttare la distribuzione non uniforme dei coefficienti per ridurre il numero medio di

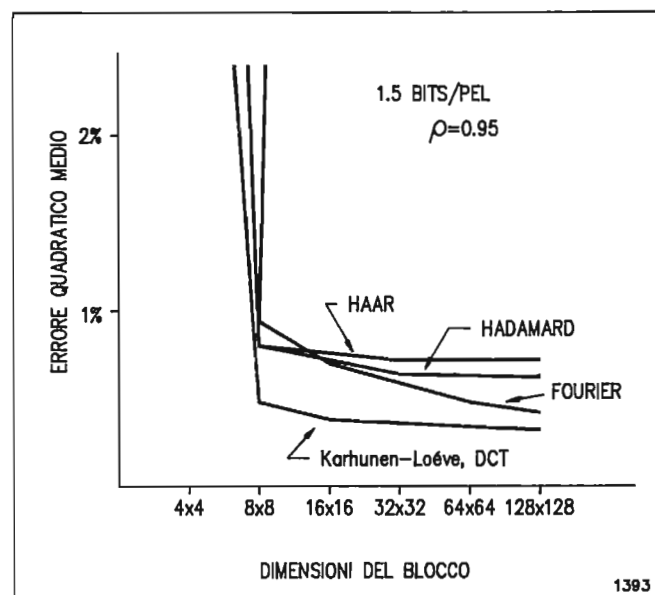



Fig. 1 — Prestazioni di differenti trasformate nel caso di una sorgente di Markov, immagine bidimensionale, caratterizzata da un fattore di correlazione orizzontale e verticale pari a 0,95 (tratto da NETRAVALI A. N.: *Picture Coding: a review.* «Proc. IEEE», vol. 68, n. 3, 1980, pag. 366). Le prestazioni sono espresse come errore quadratico medio in funzione delle dimensioni del blocco, in numero di pel, su cui è effettuata la trasformata.

bit assegnati a ciascun coefficiente. Fra i possibili codici a lunghezza variabile si è adottato il codice B_2 (bibl. 6). Questo codice ha una distribuzione delle lunghezze delle parole che si adatta molto bene alla distribuzione delle ampiezze dei coefficienti e presenta ottime caratteristiche dal punto di vista della realizzabilità circuitale.

Si è detto che i coefficienti di ampiezza bassa sono i più probabili, soprattutto per le alte frequenze spaziali. In particolare sono molto frequenti i coefficienti di valore zero. Scegliendo un'opportuna legge di scansione, e si è verificato che un percorso a zig-zag è conveniente, si fa sì che, statisticamente, i coefficienti nulli si trovino in posizioni contigue. È così possibile utilizzare la codifica di sequenze di zeri (run length encoding of zeroes). A ciascuna lunghezza di sequenze di zeri viene associata una parola VLC, come se fosse una possibile ampiezza dei coefficienti.

In particolare gli ultimi coefficienti del blocco, in base all'ordine di scansione, hanno una probabilità elevatissima di essere nulli. Conviene quindi, anziché codificarli con una parola VLC, anticipare la fine del blocco. Si utilizza a questo scopo una particolare parola VLC di fine blocco (EOB, End Of Block).

Lo studio statistico della distribuzione dei coefficienti, e conseguentemente i criteri che hanno portato alla scelta della legge di scansione e del codice a lunghezza variabile saranno oggetto di un articolo di prossima pubblicazione.

3.3 Quantizzazione adattativa

Il passaggio dal dominio temporale a quello della trasformata è un'operazione reversibile. A parte gli eventuali errori introdotti nel corso delle operazioni matematiche e dovute al fatto che si opera con parole binarie di lunghezza finita, mediante l'operazione di antitrasformata è sempre possibile riprodurre perfettamente il segnale originale.

Analogamente le operazioni di riduzione della ridondanza statistica sono reversibili.

Fino a questo punto, dunque, si è ottenuto, mediamente, una riduzione del numero di bit necessario a descrivere un'immagine senza introdurre nessun degradamento. Purtroppo l'entità della riduzione ottenuta non è fisso, ma dipende dal contenuto dell'immagine stessa. Non è quindi possibile limitarsi all'uso dei suddetti metodi quando si deve generare un flusso d'informazione costante, indipendente dalle caratteristiche delle immagini. È proprio questo il caso, in generale, della trasmissione e della registrazione, casi in cui la capacità del canale è fissa e limitata.

La soluzione adottata in questi casi è quella di eliminare l'informazione irrilevante, quella cioè poco importante dal punto di vista soggettivo.

L'occhio è in genere meno sensibile a distorsioni che nascono quando si utilizza una minor precisione per i coefficienti relativi alle frequenze spaziali più elevate. Ciò accade se si trasmette per tali coefficienti un minor numero di bit, tralasciando i meno significativi.

La quantizzazione non lineare dei coefficienti, diminuendo la precisione al crescere dell'ampiezza può avere lo scopo di ridurre, a parità di numero di livelli di quantizzazione, il rapporto segnale/ rumore di quantizzazione complessivo, poiché i valori di ampiezza maggiore sono meno probabili. Questa operazione, però, modifica la distribuzione statistica delle ampiezze dei coefficienti, rendendola più uniforme, per cui rende meno efficiente la codifica VLC. Si è infatti verificato che nel caso in cui il quantizzatore sia seguito da un codificatore VLC, la legge di quantizzazione lineare è quella ottimale.

La soluzione che è stata infine adottata è quella di ridurre la precisione con cui vengono trasmessi i coefficienti, dividendoli per un fattore di scalamento che dipende dalla differenza fra la quantità di dati prodotti dal codificatore e quelli prelevati dal canale, e trasmettendo solo i bit più significativi. In questo modo l'ampiezza dei coefficienti da codificare mediante VLC viene mediamente ridotta, permettendo l'uso di parole più corte, e soprattutto viene aumentato il numero di coefficienti nulli consentendo un maggiore uso della codifica di sequenze di zeri.

Poiché la quantità di dati prodotti dipende dal contenuto di informazione medio dell'immagine (entropia) e varia fortemente all'interno di un'immagine in funzione del dettaglio spaziale, è opportuno regolare la produzione di dati mediandola nel tempo: il valore dei fattori di scalamento è quindi controllato in base al riempimento di una memoria tampone (buffer di trasmissione).

3.4 Schema a blocchi del codificatore e del decodificatore

In figura 2 sono rappresentati gli schema a blocchi del codificatore e del decodificatore basati sulla DCT bidimensionale (intra-field).

Il segnale video nelle sue tre componenti Y, C_B e C_R

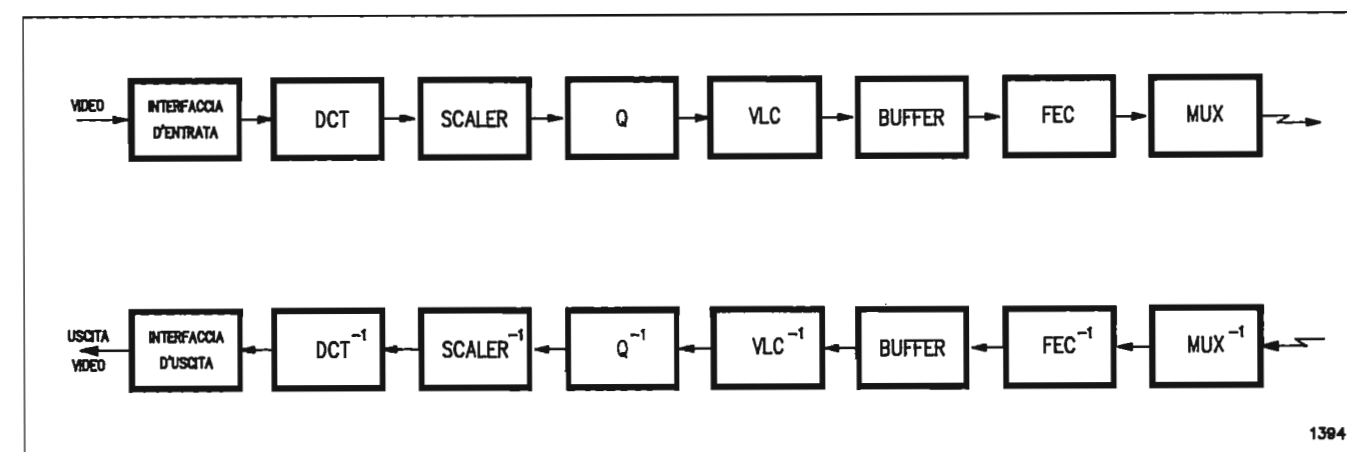



Fig. 2 — Schema a blocchi del codificatore e del decodificatore DCT intra-field. Il segnale d'ingresso è organizzato in blocchi di 8 · 8 pel dall'interfaccia d'entrata, viene effettuata la trasformata (DCT), i coefficienti vengono divisi per un fattore di scalamento (SCALER), quantizzati (Q), codificati con parole a lunghezza variabile (VLC) e memorizzati nella memoria di trasmissione (BUFFER). Dopo l'aggiunta del codice per la protezione dagli errori (FEC, Forward Error Correction) i dati vengono multiplati (MUX, Multiplexer) e trasmessi. Il decodificatore contiene i blocchi funzionali che effettuano le operazioni inverse.

viene organizzato in blocchi 8 · 8 dall'interfaccia d'entrata.

Il blocco di trasformazione effettua i calcoli e fornisce in uscita i blocchi di 64 coefficienti.

In base al riempimento del buffer di trasmissione vengono determinati i valori dei fattori di scalamento.

Segue il quantizzatore che, in questo caso, è lineare.

Vengono quindi determinate le lunghezze delle sequenze di zeri, generate le parole di fine blocco EOB e assegnate le parole VLC che vengono trasferite al buffer di trasmissione.

I dati devono essere protetti da un codice per consentire la correzione degli errori introdotti dal canale.

Infine i dati vengono organizzati in una trama di trasmissione opportuna e multiplati con gli altri servizi (audio, dati teletext, ecc...).

Fig. 3 — Scheda relativa all'unità di decodifica contenente il circuito integrato per il calcolo della DCT. Esso è in tecnologia HCMOS ed una complessità pari a 51 000 porte. Sono visibili due esemplari di tale circuito integrato: uno è usato per la componente di luminanza e uno per le due componenti di crominanza. Analogamente due esemplari sono usati nella scheda del codificatore.

Lo schema a blocchi del decodificatore è perfettamente analogo a quello del codificatore e le funzioni svolte dai vari blocchi sono duali.

3.5 Realizzazione pratica del codec

È stato realizzato in Italia un codificatore basato sui principi precedentemente descritti (bibl. 7).

Grazie all'uso di circuiti ad elevato fattore in integrazione (VLSI, Very Large Scale Integration) è stato possibile produrre un apparato di dimensioni e consumi contenuti.

Esso è in grado di operare su segnali numerici conformi alla raccomandazione 601. Esistono le versioni per 625 e 525 righe, adatte per le gerarchie CCITT a 34 e a 44 Mbit/s. Sono state prodotte anche versioni per segnali PAL e NTSC, nelle quali l'interfaccia d'entrata provvede a effettuare, dopo la conversione analogica-numerica, una decodifica in tre pseudo-componenti aventi una distribuzione statistica analoga a quella dei segnali Y, C_B e C_R.

I coefficienti di scalamento utilizzati sono del tipo $(\sqrt{2})^n$, vengono stabiliti striscia per striscia ogni 8 righe video), sono validi per tutti i blocchi di luminanza e crominanza appartenenti alla striscia; per ciascuna striscia viene inviato al decodificatore il fattore di scalamento applicato.

Il codice VLC utilizzato è, come si è già accennato, il B_2.

Per la protezione degli errori sono utilizzati codici a blocchi BCH; in particolare sono disponibili, in opzione, il BCH(255,239) e il BCH(511,493). Essendo caratterizzati da una distanza di Hamming pari a 5, tali codici permettono la correzione di errori semplici e doppi (bibl. 8 e Appendice di bibl. 9).

Per la realizzazione del codec sono stati realizzati sei

Fig. 4 — Codificatore e decodificatore basati su DCT intra-field: le dimensioni esterne sono 600 · 120 · 180 mm ed il consumo è pari a circa 30 W per entrambi gli apparati. Essi contengono, oltre alle quattro schede che realizzano la compressione dei dati video, le eventuali interfacce analogico/numerico per il segnale video e per quelli audio (fino ad un massimo di quattro) e l'alimentatore.

circuiti «semicustom»; è stata impiegata una tecnologia HCMOS da 1,5 μm e 1,25 μm. In particolare il «gate array» che realizza la funzione DCT è visibile in figura 3.

Il codificatore video (figura 4) è composto essenzialmente di quattro schede: interfaccia d'entrata (numerica 601, PAL o NTSC), scheda DCT, scheda di processamento e buffer, multiplatore e interfaccia di trasmissione. Il decodificatore ha una struttura analoga.

3.6 Prestazioni del sistema

Il sistema basato sulla DCT bidimensionale ha prestazioni buone per la maggior parte delle immagini. Purtroppo nel caso di immagini particolarmente critiche (molto dettagliate e quindi con scarsa correlazione spaziale) appaiono difetti di codifica individuabili come aumento e strutturazione del rumore, perdita di definizione.

Particolarmente significative sono le immagini in figura 5, ottenute in uscita dal co-decodificatore a 34 Mbit/s.

La prima non presenta difetti poiché il sistema riesce a ridurre il bit-rate sfruttando solamente, o principalmente, la ridondanza statistica presente nell'immagine.

Nella seconda immagine, invece, una porzione significativa è costituita da un segnale non correlato (rumore bianco, di luminanza e crominanza). Il sistema non può quindi eliminare la ridondanza statistica, che non esiste, ed è costretto, al fine di ridurre il bit-rate, a quantizzare in modo grossolano i coefficienti DCT. Ciò causa una strutturazione del rumore stesso, maggiormente visibile nella parte inferiore dell'immagine, quando il buffer tende ad essere sovraccarico, e meno visibile nella parte superiore dell'immagine, poiché durante l'intervallo di cancellazione di semiquadro il riempimento del buffer è diminuito. Si osservi come anche la porzione di immagine correlata subisca un degradamento dovuto alla quantizzazione grossolana.

Fortunatamente, come si è detto, immagini con caratteristiche analoghe alla prima sono molto probabili, mentre quelle simili alla seconda sono scarsamente probabili.

In pratica la seconda immagine è costruita ad-hoc per valutare il limite del sistema di codifica ed è particolarmente significativa per mettere in evidenza la struttura dei suoi difetti.

In ogni caso questo sistema è tecnologicamente all'avanguardia e ha caratteristiche migliori rispetto ad altri presenti sul mercato e basati su tecniche predittive (DPCM).

Un miglioramento sensibile delle prestazioni, ovviamente non nel caso di immagini totalmente incorrelate, si può ottenere sfruttando oltre alla ridondanza spaziale, mediante la DCT bidimensionale, anche la ridondanza temporale. Ciò può essere ottenuto con l'uso di DCT tridimensionale oppure di sistemi ibridi, DCT bidimensionale più tecniche predittive.

4. Sistemi che riducono la ridondanza temporale

4.1 Sistema basato su DCT tridimensionale

Nel caso di sistema utilizzante la DCT tridimensionale si è scelto, come elemento fondamentale su cui applicare la trasformata, il blocco costituito da 8 · 8 · 4 pel. Tale dimensione è l'estensione della struttura del blocco usato nella DCT bidimensionale. Il numero di piani temporali è stato scelto pari a quattro in base ad un compromesso tra efficienza dell'algoritmo e complessità realizzativa. Al crescere della profondità del blocco è possibile sfruttare maggiormente la ridondanza temporale del segnale video; infatti è evidente che, nel caso di immagini statiche, i coefficienti relativi alle frequenze temporali hanno ampiezze trascurabili, al limite nulli se fosse possibile eliminare i contributi dovuti al rumore e presenti nel caso delle sorgenti più comuni.

I piani temporali di ogni blocco possono essere quelli omologhi ottenuti da quattro quadri successivi oppure es-

Fig. 5 — Due semiquadri ottenuti a partire dalla sequenza «Diva with noise» (realizzata da CBC, Canada e ITV, Gran Bretagna) co-decodificata mediante il sistema DCT intra-field. Si evidenzia il comportamento del codec nel caso di immagine (la prima) con forte correlazione spaziale e nel caso di immagine (la seconda) caratterizzata da bassissima ridondanza (in prevalenza rumore gaussiano bianco). Nella seconda immagine sono visibili alcuni difetti dovuti al fatto che il codificatore è costretto ad eliminare informazione che non è irrilevante dal punto di vista soggettivo: all'interno del cerchio compare la struttura dei blocchi di 8·8 pel; la struttura del rumore codificato è diversa nella parte superiore dell'immagine, quando il modo di codifica è migliore, rispetto a quella nella parte inferiore, quando il buffer di trasmissione è in condizioni di riempimento eccessivo.

sere quattro semiquadri consecutivi. Nel primo caso si ha la massima efficienza dell'algoritmo, specialmente per quanto riguarda le zone d'immagine prive di movimento, ma si richiede una memoria pari a quattro quadri sia nel codificatore che nel decodificatore. La seconda soluzione è caratterizzata da una minore efficienza in quanto, a causa dell'interlacciamento di riga fra i semiquadri adiacenti, anche quelle parti d'immagine senza movimento generano coefficienti DCT temporali; essa presenta però il vantaggio di richiedere una memoria pari a solo due quadri.

Malgrado si possa prevedere che i costi delle memorie siano destinati a ridursi nel futuro e quindi la prima soluzione sia di un certo interesse, si è preferito limitare la valutazione alla seconda soluzione, quella in cui il blocco è costituito nella direzione temporale da quattro semiquadri consecutivi.

Anche nel caso di DCT tridimensionale, come in quello bidimensionale, si opera separatamente sui blocchi di luminanza e su quelli relativi alle due componenti di crominanza. Il calcolo della DCT tridimensionale avviene eseguendo la trasformazione monodimensionale lungo i tre assi del blocco da trasformare e, quindi, la sua formula è facilmente ricavabile da quella monodimensionale descritta in bibl. 2.

A partire da ciascun blocco si ottengono 256 coeffi-

cienti che presentano una distribuzione statistica delle ampiezze analoga a quella che si ottiene nel caso della trasformata bidimensionale: in particolare l'energia si concentra nella zona dei coefficienti corrispondenti alle frequenze, spaziali e temporali, più basse. È quindi possibile eliminare la ridondanza statistica utilizzando codici a lunghezza variabile e codificando con parole di codice anche le sequenze di coefficienti nulli.

La codifica delle sequenze di zeri comporta la determinazione di un percorso di scansione ottimo dei coefficienti all'interno del blocco in modo da massimizzarne la lunghezza. Un possibile percorso di scansione è quello ricavabile mediante una semplice estensione di quello usato nel caso bidimensionale e che procede a zig-zag lungo le tre dimensioni partendo dal vertice corrispondente al coefficiente relativo alla componente continua.

Tale percorso non è di fatto il più efficiente in quanto si osserva che, per la maggior parte delle immagini, le ampiezze dei coefficienti DCT diminuiscono molto più velocemente passando da un piano temporale al successivo di quanto diminuiscano all'interno del medesimo piano temporale.

In base alle prove effettuate su un certo numero di sequenze, ritenute rappresentative, si è determinato che la scansione «piano dopo piano» è quella più efficiente: si effettua la scansione a zig-zag all'interno del primo piano temporale e si passa via via a scandire nello stesso modo i piani successivi; in pratica ciascun piano viene scandito solo al termine della scansione dei piani precedenti.

Lo schema a blocchi del sistema che utilizza la DCT tridimensionale è del tutto analogo a quello della DCT bidimensionale. Le differenze tra i due tipi di codifica riguardano, infatti, solo la dimensione e la struttura dei blocchi costituiti dai campioni del segnale video, e ciò ha conseguenze sulla complessità circuitale ma non sulla organizzazione del sistema di co-decodifica.

4.2 Sistema ibrido

Per sfruttare la ridondanza temporale del segnale video si possono codificare mediante la trasformata le differenze tra il valore degli elementi di immagine ed un valore di predizione. Se il valore di predizione è sufficientemente prossimo a quello effettivo i valori delle differenze sono molto piccoli, al limite sono nulli, ed in questo caso anche i coefficienti della trasformata applicata alle differenze hanno un'ampiezza piccola, adatta per essere codificata con parole a lunghezza variabile. Poiché questo metodo di riduzione della ridondanza fa uso sia di tecniche di trasformazione che di tecniche di codifica predittiva (DPCM = Differential Pulse Code Modulation), esso viene indicato come sistema DCT ibrido.

Anche in questo caso le dimensioni del blocco su cui applicare la trasformata sono le stesse adottate per il sistema puramente intra-field, cioè 8 · 8 valori.

Si possono ottenere predizioni buone soprattutto per le parti d'immagine statiche o quasi statiche.

Nel caso di parti statiche il valore ottimale di predizione per ciascun pel è costituito dal pel corrispondente appartenente al quadro precedente (predizione inter-frame).

Nel caso in cui siano presenti lievi movimenti, il valore di predizione ottimo può non essere quello ottenibile dai pel distanti temporalmente 1/25 o 1/30 di secondo, bensì quello ottenibile a partire dai pel distanti 1/50 o 1/60 di secondo, appartenenti cioè al semiquadro precedente (predizione inter-field). A causa dell'interlacciamento di riga, però, il valore di predizione deve essere ricavato mediante interpolazione a partire dai campioni appartenenti alle due righe adiacenti del semiquadro precedente. Nel caso di elevato dettaglio verticale l'operazione di interpolazione può non fornire un valore di predizione sufficientemente buono.

Pertanto la scelta di utilizzare la ridondanza temporale e, in caso affermativo, di usare la predizione inter-frame o inter-field viene operata, per ciascun blocco 8 · 8 da codificare in base al minimo bit-rate risultate. In tabella 4 si riportano i guadagni ottenuti passando dalla predizione inter-frame a quella inter-field ed all'insieme delle due predizioni, quella inter-frame e quella inter-field.

La scelta ottimale tra i tre modi di codifica (intra-field, inter-field e inter-frame) dovrebbe essere effettuata, per ciascun blocco, «a posteriori», in base al numero minimo di bit necessari a codificare il blocco stesso. Tale tipo di scelta richiede però la trasformazione, la quantizzazione e la codifica di tre blocchi, uno per ciascun modo.

Per ridurre la complessità circuitale si è deciso di effettuare una scelta subottimale, ma «a priori», ossia la scelta del modo di codifica viene effettuata prima dell'operazione di trasformata. Si è verificato che una scelta basata sulla minima energia del blocco è quasi coincidente con quella «a posteriori». L'energia è calcolata a partire dai valori dei pel o da quelli ottenuti come differenza con i valori di predizione, ma escludendo l'energia associata alla componente continua del blocco.

4.3 Confronto fra i sistemi DCT tridimensionale e ibrido

Oltre al sistema ibrido precedentemente descritto, in cui la predizione è effettuata sugli elementi di immagine,

Tabella 4.
COMPARAZIONE DELLE PRESTAZIONI IN FUNZIONE DEI MODI INTER UTILIZZATI

seq.	oltre al modo intra-field	blocchi in [%] intra Y	intra C	i-fild Y	i-fild C	i-frm Y	i-frm C	S/N [dB] Y	S/N [dB] C
A	inter-frame	48	70			52	30	34,1	38,3
	inter-field	34	50	66	50			34,6	38,5
	entrambi	37	41	29	40	34	19	34,9	38,7
B	inter-frame	26	67			74	33	30,2	33,7
	inter-field	17	39	83	61			31,7	34,7
	entrambi	6	28	64	54	30	18	32,0	34,8

Nota: Per due sequenze (A e B) ed a un bit-rate di 20 Mbit/s sono stati determinati i valori percentuali corrispondenti al numero di blocchi di luminanza (Y) e crominanza (C) che vengono codificati in intra-field, inter-field ed inter-frame nei casi in cui, oltre al modo intra-field, siano usati: il modo inter-frame, il modo inter-field ed entrambi i modi inter-field ed inter-frame. Sono inoltre indicati i valori di rapporto segnale rumore (S/N) ottenuti nei vari casi per luminanza e crominanza. I valori dei rapporti segnale/rumore (S/N) espressi in dB sono definiti come $220/\sigma$ per la luminanza e $225/\sigma$ per la crominanza, dove σ indica il valore efficace del rumore; 220 è il numero di livelli corrispondente al salto bianco-nero della luminanza e 225 quello corrispondente al picco-picco di crominanza (Racc. 601). Le sequenze usate sono «Renata» (A) e «Renata Butterfly» (B), entrambe riprese presso il Centro Ricerche RAI.

Tabella 5.
CONFRONTO FRA I SISTEMI DCT IBRIDO E DCT TRIDIMENSIONALE

seq	bit-rate [Mbit/s]	H-DCT S/N [dB] Y	H-DCT S/N [dB] C	3D-DCTN S/N [dB] Y	3D-DCTN S/N [dB] C
A	10	35,5	36,6	35,5	36,3
	15	38,6	37,8	38,5	38,0
	25	42,5	40.9	41,3	42,1
B	10	32,9	32.9	32,5	32,4
	15	36,1	34,8	35,5	34,2
	25	40,0	37,7	39,6	37,1

Nota: Confronto fra le prestazioni, espresse sotto forma di rapporto segnale rumore S/N per luminanza (Y) e crominanza (C), della trasformata di tipo ibrido (H-DCT) e di quella tridimensionale (3D-DCT). Sono state usate per le simulazioni a bit-rate diversi (pari a 10, 15, 25 Mbit/s) due sequenze «Doll» (A) e «Girls with inset» (B) entrambe riprese presso il CCETT, Francia.

è possibile sviluppare un sistema in cui la predizione è effettuata sui coefficienti DCT. In questo caso viene trasmessa, quando ciò conviene in termini di bit-rate, la differenza fra ciascun coefficiente ed il suo omologo relativo al quadro precedente. Questa seconda soluzione è risultata però meno efficiente di quella precedentemente descritta.

La scelta fra uso della DCT tridimensionale e uso di quella ibrida è stata effettuata in base ai seguenti criteri: efficienza, possibilità di ulteriori miglioramenti grazie all'ottimizzazione ed all'uso di tecniche di riduzione della ridondanza aggiuntive, ed infine complessità realizzativa.

È possibile comparare le prestazioni offerte dai due approcci analizzando i risultati, riportati in tabella 5, ottenuti mediante simulazione su due sequenze a diversi bit-rate. Il sistema ibrido ha prestazioni leggermente migliori di quello utilizzante la trasformata tridimensionale, soprattutto nel caso della seconda sequenza.

Per il sistema ibrido è inoltre possibile introdurre ulteriori miglioramenti: ad esempio ottimizzazione della predizione inter-field e tecniche di compensazione del movimento; tali miglioramenti non sono applicabili al sistema DCT tridimensionale. Per quanto riguarda la complessità, il sistema basato su DCT tridimensionale è concettualmente più semplice, essendo un'estensione di quello puramente spaziale, e quindi si presta ad una realizzazione circuitale più modulare. D'altro canto il sistema ibrido richiede l'uso di una minore quantità di memoria.

La scelta finale, a favore del sistema ibrido, è basata soprattutto su considerazioni di maggior possibilità di ottimizzazione e quindi, in ultima analisi, di migliori prestazioni ottenibili.

5. Realizzazione del sistema DCT di tipo ibrido

5.1 Schema a blocchi del codificatore

In figura 6 è rappresentato lo schema a blocchi del codificatore DCT ibrido.

Si osservi che alcuni blocchi sono identici a quelli presenti nel codificatore DCT bidimensionale di figura 2.

In particolare sono funzionalmente identici il blocco di trasformazione degli 8 · 8 elementi d'immagine, lo sca-

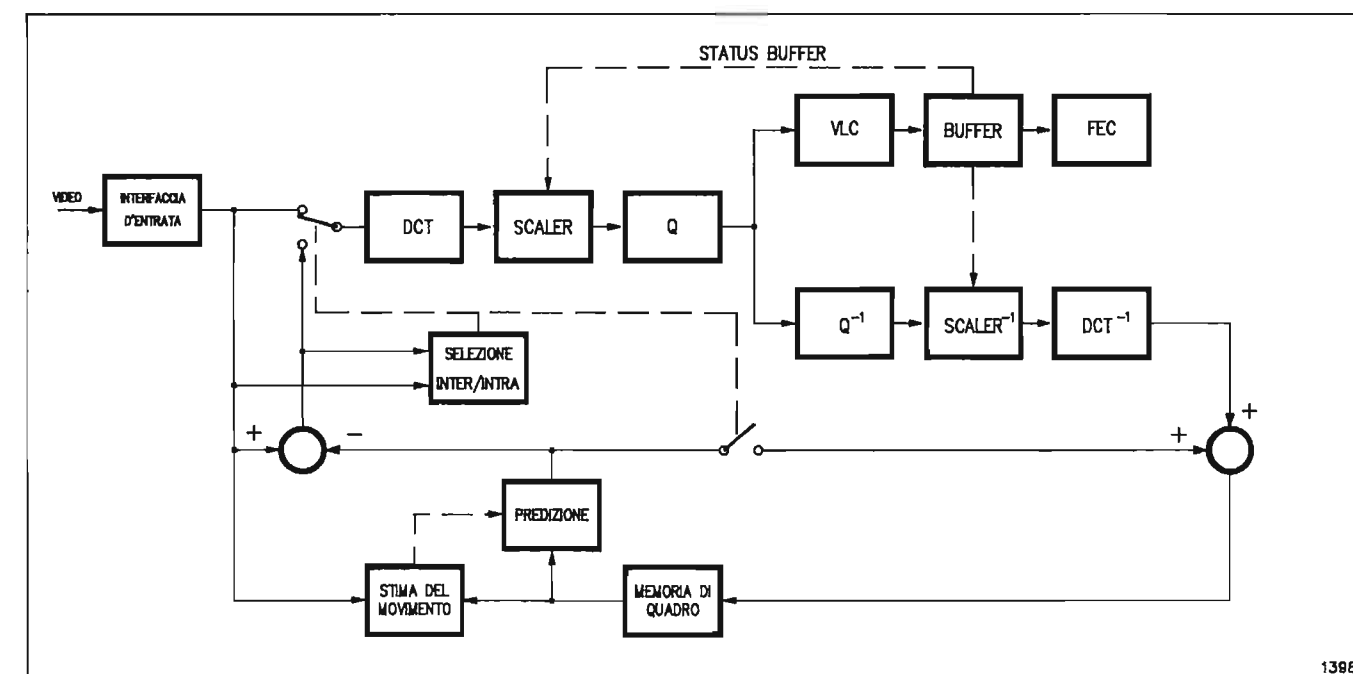



Fig. 6 — Schema a blocchi del codificatore DCT ibrido. I blocchi di interfaccia d'entrata, DCT, SCALER, Q, VLC, BUFFER, FEC sono analoghi a quelli descritti in figura 2 nel caso di codificatore DCT intra-field. In questo caso, però l'operazione di trasformata viene effettuata, in base alla decisione del blocco di selezione, sugli elementi d'immagine oppure sulle differenze fra questi ed i valori di predizione. Questi sono ottenuti a partire dai campioni appartenenti ai due semiquadri precedenti, ricostruiti per mezzo dei blocchi che effettuano le operazioni inverse di trasformazione, scalamento e quantizzazione e memorizzati nella memoria di quadro.

lamento dei coefficienti (del tipo $2^{n \cdot 8}$), il quantizzatore, l'assegnazione delle parole a lunghezza variabile ai coefficienti ed alle sequenze di zeri, il buffer e l'aggiunta della ridondanza per la protezione dagli errori.

Il blocco di 8 · 8 elementi da trasformare può essere, come nel caso del sistema DCT puramente intra-field, ottenuto dal semiquadro attuale oppure può essere ricavato come differenza fra i pel del semiquadro attuale e i valori di predizione ottenuti a partire dal quadro precedente.

Sono inoltre presenti: una memoria contenente i pel dei due semiquadri precedenti, un modulo di predizione che fornisce i valori interpolati in base al semiquadro immediatamente precedente o i pel coposizionati appartenenti al semiquadro ancora precedente, ed un modulo che effettua la selezione opportuna tra intra-field, inter-field e inter-frame in base al minimo dell'energia associata al blocco 8 · 8, escludendo la componente continua.

I valori contenuti nella memoria di quadro devono essere uguali, a meno di differenze dovute ad errori di trasmissione, a quelli disponibili dal lato decodificatore; a questo scopo sono presenti anche nel codificatore i blocchi funzionali di quantizzazione inversa, moltiplicazione per il fattore di scalamento e trasformazione inversa.

È possibile, ma non necessario, introdurre anche un blocco per la valutazione e, in decodifica, la compensazione del movimento. Utilizzando tale tecnica è possibile compensare i movimenti dell'intera immagine, dovuti, ad esempio, al movimento di traslazione della telecamera o «panning», oppure di porzioni d'immagine, facendo sì che il sistema operi in modo inter-frame anziché intra-field e inter-field e sfrutti maggiormente la correlazione temporale. Questa tecnica e i vantaggi che comporta saranno oggetto di un articolo di prossima pubblicazione.

5.2 PROTEZIONE DAGLI ERRORI DI CANALE E STRUTTURA DI TRAMA

Anche nel caso del sistema ibrido occorre proteggere i dati dagli errori introdotti dal canale e per far ciò si adotta lo stesso codice disponibile nel sistema puramente bidimensionale, ovvero il BCH(255,239).

Gli errori sui coefficienti che non vengono corretti danno origine, dopo l'operazione di antitrasformata, a gruppi di 8 · 8 o 16 · 8 pel incorrelati con il resto dell'immagine e quindi, in generale, molto visibili. Nel caso di sistema ibrido, a differenza del sistema puramente intra-field, l'effetto degli errori si propaga fino a quando i blocchi coposizionati nei semiquadri successivi non vengono trasmessi in modo intra-field.

È quindi necessario determinare una strategia di rinfresco o «refresh» che consiste nell'usare periodicamente il modo intra-field anche quando, in base al solo criterio di efficienza, i modi inter sarebbero scelti per lunghi intervalli di tempo.

La presenza, dal lato decodifica, della memoria di quadro consente di attuare, oltre alla correzione degli errori, anche la tecnica del mascheramento o «concealment» degli errori. Questa tecnica è usata anche in altri campi per esempio nel caso di trasmissione numerica del segnale sonoro (bibl. 9).

I problemi connessi alla protezione degli errori, oltre a quelli di recupero dei sincronismi di parola, di blocco e di trama video, hanno portato alla definizione di una struttura di trama organizzata a pacchetti di lunghezza fissa particolarmente efficiente e flessibile. Questi argomenti sono oggetto di un articolo di prossima pubblicazione.

5.3 PRESTAZIONI DEL SISTEMA

Il sistema di codifica è stato ottimizzato e valutato effettuando simulazioni mediante calcolatore su varie sequenze di immagini, più critiche della media.

In base a tali simulazioni, così come si è già verificato nel caso del sistema puramente intra-field, è possibile prevedere con ottima approssimazione quali saranno le prestazioni reali degli apparati prima di iniziarne la progettazione. I risultati che vengono quindi qui riportati dovrebbero corrispondere a quelli reali, ottenibili al completamento dei codec.

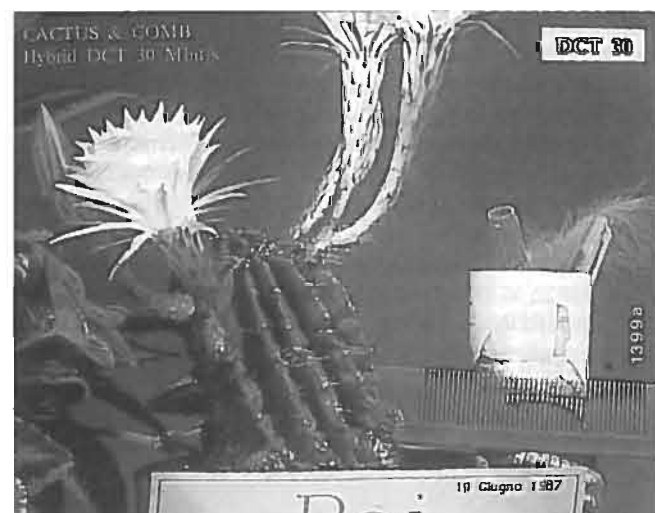



Fig. 7 — Semiquadro tratto dalla sequenza «Cactus and Comb» (ripresa presso il Centro Ricerche RAI) co-decodificata mediante sistema DCT ibrido. Le due immagini si riferiscono alla stessa sequenza prima e dopo l'effettuazione dell'operazione di Chroma-key (ottenuta dal segnale RGB analogico). Dimostrano che operazioni di post-produzione sono fattibili su segnali trasmessi o registrati con bit-rate dell'ordine di 30 Mbit/s.

Gli standard numerici di codifica a componenti prevedono 16 bit per ciascun pel (8 bit per la luminanza e 8 bit per, alternativamente, una delle due componenti di crominanza).

Se si escludono le sequenze appositamente prodotte per mettere in luce i problemi di codifica, si può prevedere che la qualità ottenibile con 3 bit per pel soddisfi i criteri imposti per la qualità contributo. In questo caso occorre ottimizzare la qualità oggettiva del segnale co-decodificato, massimizzando il rapporto segnale rumore. Infatti alcune operazioni di post-produzione, come il chroma-key, amplificano il rumore iniziale, rendendolo visibile.

In figura 7 è riprodotto il chroma-key ottenuto a partire da una sequenza conforme alla Racc. 601 co-decodificata a 30 Mbit/s.

Lo schema di codifica ibrido, ed in pratica il codec stesso, possono essere utilizzati a bit-rate inferiori. In figura 8 sono riprodotti: un quadro della sequenza «Renata», e le differenze fra lo stesso quadro trattato a diversi bit-rate (corrispondenti a 3, 1,5 e 1 bit/pel) e il quadro originale. In pratica viene così evidenziata la struttura del rumore di quantizzazione introdotto e il suo aumento al decrescere del numero medio di bit per pel. Si visualizzano le differenze perché in una comparazione diretta delle immagini i degradamenti sono scarsamente visibili, soprattutto se riprodotte fotograficamente.

Nel caso in cui l'obiettivo sia la distribuzione del segnale, e quindi si voglia migliorare soprattutto la qualità soggettiva, possono essere utilizzate le tecniche che considerano la curva di sensibilità dell'occhio, minore alle alte frequenze che alle basse, e che privilegiano una riduzione della risoluzione rispetto ad un aumento del rumore.

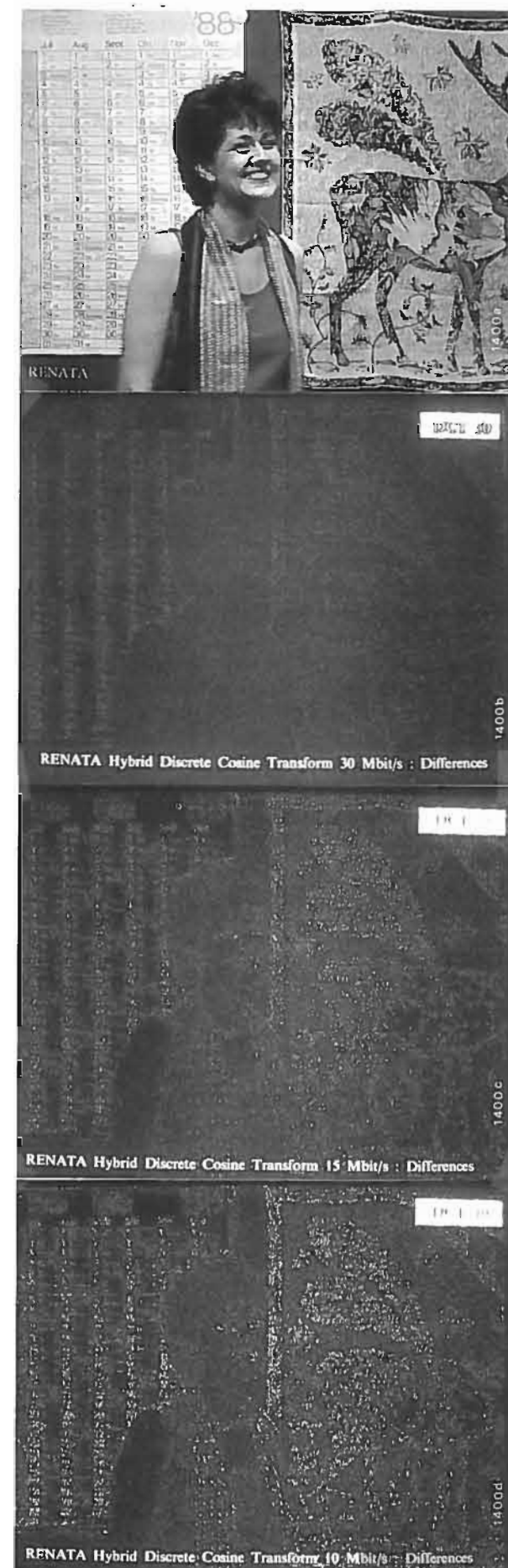
5.4 SISTEMI DI TRASMISSIONE PER HDTV

Il sistema DCT ibrido permette di realizzare co-decodificatori sia per segnali conformi alla Racc. 601, sia per segnali HDTV. Attualmente lo sviluppo di tali apparati è finalizzato alla trasmissione da punto a punto, per usi professionali, ma l'aumento delle densità di integrazione e delle velocità di elaborazione renderà possibile la realizzazione di codec di dimensioni e consumi molto ridotti.

Nel caso in cui non si pervenga ad una norma unica mondiale, l'adozione di una norma HDTV che preveda almeno un formato comune della porzione attiva dell'immagine faciliterebbe la progettazione e l'integrazione degli apparati.

Grazie alla retroazione esercitata in base al riempimento del buffer di trasmissione, il sistema si adatta automaticamente a differenti velocità di trama video ed a differenti velocità di trasmissione sul canale.

Queste considerazioni sono importanti nella definizione del formato HDTV.

Fig. 8 — Un semiquadro tratto dalla sequenza «Renata» (ripresa presso il Centro Ricerche RAI). La prima immagine è l'originale, seguono le differenze fra essa ed i segnali co-decodificati mediante sistema DCT ibrido ai seguenti bit-rate: 30, 15, 10 Mbit/s. Viene messo in evidenza l'aumento del rumore di quantizzazione al diminuire del bit-rate e la localizzazione di tale rumore. Occorre notare che in genere è maggiormente visibile il rumore presente su aree uniformi, e meno fastidioso quello in prossimità dei contorni.

Dall'estrapolazione dei risultati ottenuti nel caso di segnali conformi alla Racc. 601 e in base ai primi risultati di simulazione su sequenze HDTV, si può ritenere che una qualità contributo sia raggiungibile, per segnali HDTV, con un bit-rate inferiore a 140 Mbit/s. Una qualità adatta alla distribuzione è ottenibile con bit-rate inferiori a 70 Mbit/s.

5.5 ALTRE APPLICAZIONI

I sistemi di riduzione della ridondanza per immagini hanno altri campi di applicazione, oltre alla trasmissione.

Nel caso di sistemi di videoregistrazione può occorrere una riduzione del bit-rate da memorizzare, allo scopo di limitare la velocità di scorrimento ed il consumo di nastro. Queste considerazioni valgono soprattutto nel caso di segnali HDTV.

Il sistema D1, per la registrazione di segnali conformi alla Racc. 601, non fa uso di tecniche di riduzione della ridondanza, per garantire la piena qualità, indipendentemente dal contenuto delle immagini.

Nel caso di registratori portatili, ad esempio per riprese a carattere giornalistico, è però auspicabile una riduzione degli ingombri e consumi, anche se a spese di un limitato degradamento della qualità.

Esigenze ancora più ridotte, per quanto riguarda la qualità, caratterizzano i sistemi per uso domestico. Si stanno quindi studiando sistemi basati su DCT anche per tali applicazioni, dove occorre tenere in conto le particolari esigenze legate alla tipologia degli errori introdotti dal canale e quelle imposte dalla necessità di montaggio elettronico (bibl. 10).

Studi sono in corso per ottenere riduzioni di ridondanza ancora maggiori, anche se a spese di una aumentata complessità dell'algoritmo e di una riduzione della qualità, per la memorizzazione di immagini su disco ottico. Questi troverebbero applicazioni per banche di immagini ad accesso casuale e per sistemi multimedia, eventualmente interattivi, ovvero video, audio, dati, programmi per calcolatore registrati sullo stesso supporto.

6. Conclusioni

A partire dal 1986 è iniziato presso il Centro Ricerche RAI lo studio della trasformata coseno discreta (DCT) per lo sviluppo di sistemi di riduzione della ridondanza del segnale video. L'ottimizzazione degli algoritmi è basato su simulazioni mediante calcolatore. Ciò consente di analizzare in modo dettagliato diverse possibili alternative e di combinare molteplici tecniche. Infatti è necessario sfruttare principi diversi, ciascuno dei quali consente riduzioni della ridondanza limitate oppure solo in alcune condizioni, per ottenere riduzioni fino ad 1/16 del flusso di informazione originario.

La maggior parte degli algoritmi e delle tecniche studiate erano già note da tempo, ma solo negli ultimi anni sono diventati disponibili apparati atti a permettere simulazioni che riproducono in modo fedele le situazioni reali. In appendice vengono descritte le risorse disponibili presso il Centro Ricerche per questa attività.

Gli algoritmi proposti richiedono un grande numero di operazioni a velocità elevata poiché i dati video sono originati a oltre 20 Mbyte/s nel caso di video convenzionale e almeno quattro volte più velocemente nel caso di HDTV.

La possibilità di sviluppare circuiti integrati molto complessi e veloci ha finalmente consentito di realizzare praticamente i sistemi basati su trasformata.

I risultati degli studi vengono presentati ai gruppi di lavoro internazionale interessati allo sviluppo ed alla applicazione di questi sistemi e la stretta collaborazione con l'industria, in particolare la Telettra, permette la pratica realizzazione degli apparati; alcune soluzioni originali sono oggetto di brevetti in comune.

I risultati ottenuti sono notevoli, i campi di applicazione molteplici, e mentre i primi prototipi degli apparati utilizzanti il sistema DCT ibrido, sia per la TV convenzionale che per la HDTV, sono in via di completamento, si continua a studiare ed analizzare nuove tecniche che permetteranno risultati migliori, seppure a spese di una complessità maggiore.

RINGRAZIAMENTI

Gli argomenti trattati nel presente articolo sono relativi a studi e realizzazioni effettuate in collaborazione con la Telettra S.p.A. Si ringraziano in particolare l'ing. Silvio Cucchi e l'ing. Francesco Molo.

Il lavoro svolto presso il Centro Ricerche RAI è frutto dell'attività di gruppo e quindi ringraziamo gli amici e colleghi con i quali va diviso il merito dei lavori presentati in questo articolo.

APPENDICE

Sistemi di simulazione

Più volte, nel corso dell'articolo è stata puntualizzata l'importanza delle simulazioni degli algoritmi studiati mediante elaboratori elettronici. Si ritiene quindi interessante presentare una breve descrizione dei sistemi di acquisizione, elaborazione e visualizzazione del segnale video impiegati per effettuare gli studi.

Le simulazioni devono essere effettuate necessariamente su sequenze, non su immagini fisse. Infatti alcuni difetti introdotti dall'uso delle tecniche di riduzione della ridondanza o, più in generale, di elaborazione del segnale video, sono apprezzabili solo su immagini in movimento.

In genere tutti gli organismi di ricerca utilizzano sequenze prodotte appositamente e distribuite senza fine di lucro per questo scopo. Il Centro Ricerche RAI ha prodotto alcune sequenze in formato 601 fra le più diffuse ed usate. Sono state recentemente realizzate altre sequenze in formato HDTV, che avranno, si pensa, una diffusione ancora maggiore poiché poche organizzazioni sono dotate di apparati di ripresa e registrazione adatti a questo formato. Le sequenze vengono distribuite mediante nastri magnetici secondo un formato adatto agli elaboratori elettronici.

LA RIPRESA

Poiché si prevede di utilizzare gli algoritmi studiati per la trasmissione di segnali video con qualità contributo occorre disporre di un dispositivo di ripresa, la telecamera, di alta qualità.

Uno studio TV sperimentale è stato allestito: esso è dotato di una telecamera a definizione normale, con segnale di uscita a componenti (RGB) oppure composito (PAL), e di una telecamera HDTV, multistandard con segnale d'uscita a componenti, interlacciato (1250 linee per quadro, 50 Hz e 1125 linee/60 Hz) e progressivo (625 righe, 50 Hz).

Per quanto riguarda gli apparati HDTV, sia le telecamere che i dispositivi di visualizzazione, si è ancora ad uno stadio iniziale di sviluppo; ciò implica che, malgrado siano prodotti ad altissimo contenuto tecnologico e richiedano investimenti ingentissimi, le prestazioni fornite siano inferiori a quelle che saranno ottenibili a regime.

L'ACQUISIZIONE

Le sequenze riprese dalle telecamere devono essere memorizzate sotto forma numerica.

Per quanto riguarda i segnali a definizione normale la dotazione comprende un sistema Quantel denominato Harry, basato su dischi di tipo Winchester ad accesso veloce, ed un videoregistratore D1 numerico Sony a cassette. Entrambi gli apparati sono conformi alla Racc. 601 e sono progettati per la produzione di studio.

Il sistema basato su dischi consente la registrazione di sequenze fino ad un totale di 90 secondi (è dotato di 4 dischi per un totale di circa 2 GByte e la velocità di trasferimento è superiore ai 20 MByte/s). Il segnale video può essere acquisito e montato, ovvero possono essere effettuate manipolazioni atte a riorganizzare le sequenze, quadro per quadro, e a modificarle, ad esempio mediante chroma-key. Un'unità grafica altrettanto sofisticata è associata al sistema, aumentandone la versatilità.

Il videoregistratore numerico (DVTR, Digital Video Tape Recorder) può registrare e riprodurre fino a 76 minuti di programma per cassetta, sia a 625 linee/50 Hz sia a 525 linee/60 Hz. È connesso mediante interfaccia conforme alla Racc. 656 al sistema Harry.

Nel caso di HDTV si utilizza un sistema VTE basato su memorie RAM (DVSR, Digital Video Silicon Recorder) e sviluppato appositamente per scopi di ricerca. Infatti la capacità di memoria, malgrado le dimensioni dell'apparato, è pari a 750 MByte, sufficiente per meno di 10 secondi di segnale HDTV. Il sistema è collegato direttamente ad un minicalcolatore ed è possibile l'acquisizione di immagini aventi formati diversi, sia interlacciati che progressivi.

L'ELABORAZIONE

Le sequenze numeriche vengono trasferite, ovviamente a velocità più basse rispetto a quelle di acquisizione, ai sistemi di elaborazione.

Questi consistono in tre minicalcolatori Digital del tipo μVax II. Le velocità di elaborazione di tali unità (inferiore a 1 Mips, un milione di istruzioni al secondo) non sono sufficienti ad elaborare in tempi ragionevoli la mole di dati relativi ad una sequenza video (superiori a 80 MByte) pertanto ad esse sono collegati due « Array Processor » CSPI di tipo MiniMap. Questi processori sono appositamente progettati per effettuare calcoli su dati organizzati in matrici, ed un quadro video è appunto una grande matrice di dati, e raggiungono velocità dell'ordine delle decine di MFlops (milioni di operazioni in virgola mobile al secondo).

Per valutare le prestazioni di un particolare algoritmo può essere sufficiente elaborare poche decine di quadri video, possibilmente di sequenze diverse. Ma, a scopo di effettuare dimostrazioni e, soprattutto, per effettuare prove soggettive, le uniche valide per avere una valutazione finale, occorre elaborare diverse sequenze di almeno 4 s ciascuna.

I sistemi di elaborazione sono quindi sfruttati a tempo pieno e, passando allo studio del segnale HDTV, si è evidenziata la necessità di potenziarli ulteriormente.

LA VISUALIZZAZIONE

I risultati delle simulazioni sono trasferiti nuovamente alle unità di registrazione (Harry e DVTR nel caso di segnali a definizione normale e DVSR nel caso di HDTV) e visualizzati su monitor.

Per i segnali a definizione normale sono disponibili monitor di elevatissima qualità, in grado di visualizzare anche i minimi degradamenti introdotti sulle immagini.

Nel caso di HDTV si dispone di monitor da 30 pollici, di un sistema a retroproiezione da 54 pollici e di un proiettore con schermo massimo pari a m 3,2 × m 2,4.

(3827)

BIBLIOGRAFIA

1. - BARBIERI G.: *Codifica di segnali televisivi ad alta definizione per la trasmissione numerica via satellite.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 1, 1988, pagg. 29-33.
2. - DEL PERO R.: *Codifica del segnale televisivo numerico: metodi di riduzione della ridondanza.* « Elettronica e Telecomunicazioni », in questo numero.
3. - BARBIERI G.: *Codifica numerica del segnale video. Standard per gli studi televisivi.* « Elettronica e Telecomunicazioni », *n. 2, 1982, pagg. 42-52.*
4. - BARBIERI G.: *Codifica numerica del segnale video. Interfaccia per apparati di produzione televisiva.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 6, 1983, pagg. 265-270.
5. - ARDITO M.: *Codifica numerica del segnale televisivo: sviluppi nella normalizzazione del videoregistratore numerico da studio.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 1, 1985, pagg. 31-36.
6. - GONZALEZ R. C., WINTZ P.: *Digital Image Processing.* « Addison-Wesley Publishing Company », 1987, pagg. 267-268.
7. - *DTV-34 DCT Codec TV per sistemi di trasmissione digitale a 34 Mbit/s.* Telettra - Divisione Trasmissione, Feb. 1989.
8. - PETERSON W. W., WELDON E. J.: *Error correcting codes,* « The MIT Press », 2nd ed., 1971.
9. - BARBERO M.: *Il sistema C-MAC per la radiodiffusione diretta da satellite: codifica e multiplazione dei segnali sonori.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 3, 1984, pagg. 145-148.
10. - ARDITO M., BARBERO M.: *Tecniche di montaggio dei programmi televisivi registrati su nastro magnetico.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 2, 1980, pagg. 77-81.

TRASMISSIONE "RADIOSOFTWARE" SUL SECONDO AUDIO TV

PROVE DI COMPATIBILITÀ

A. GIRMENIA, D. TABONE, N. S. TOSONI (*)

SOMMARIO — Il sistema a due portanti utilizzato dalla Rai per trasmettere l'audio stereofonico in TV prevede tre modi di funzionamento: monofonico, stereofonico e doppio suono (o bilingue). Durante le trasmissioni TV con suono monofonico, il secondo canale audio potrebbe essere utilizzato per irradiare programmi educativi telematici, destinati alla grande utenza, sfruttando il sistema «Radiosoftware» già adottato dalla Rai in radiofonia MF. Per verificare la fattibilità tecnica di questa modalità di trasmissione TV (audio monofonico sul canale principale e dati sul secondo canale), sono state effettuate prove soggettive ed oggettive di laboratorio. I risultati, relativi ad una indagine su televisori costruiti negli ultimi anni, dimostrano la possibilità di trasmettere dati «Radiosoftware» a 4,8 kbit/s sulla seconda portante audio senza introdurre alcun degradamento, sia sull'audio principale che sul video, purché la deviazione di frequenza, da parte del segnale dati sia inferiore a quella normalmente richiesta dal suono. Un livello del segnale «Radiosoftware» corrispondente ad una deviazione della seconda portante audio di ± 15 kHz (pari al 30% del valore nominale del picco audio = ± 50 kHz) oltre a garantire una completa compatibilità con i ricevitori TV, assicura una buona qualità di ricezione dati anche in condizioni di ricezione critica del segnale televisivo (bassa intensità di campo, presenza di riflessioni, ecc.).

SUMMARY — ***«Radiosoftware» broadcasting in the two-sound carrier TV system. Compatibility tests.*** *The two-sound carrier TV sistem adopted by the «RAI - Radiotelevisione Italiana» allows three basic modes of operation: monophonic, stereophonic and double sound. During the TV transmissions with monophonic sound, the second sound channel could potentially be used for broadcasting educational or telematics programmes, using the «Radiosoftware» system, at 4.8 kbis/s, already adopted by the RAI on the third FM radio network. In order to investigate the technical feasibility of this new operational mode (mono sound and data), subjective and objective tests have been carried out in laboratory. The results, obtained on TV receivers manufactured in these last years, have proved that the Radiosoftware data signal at 4,8 kbit/s, with a frequency deviation of the second sound carrier slightly lower than that required by the sound, does not introduce any impairment on both the main sound and the TV picture. A level of the data signal, corresponding to a ± 15 kHz frequency deviation of the sound carrier (i.e. only 30% of the nominal value for the sound: ± 50 kHz) should assure good data reception quality also under difficult reception conditions (low field strength, multipath, etc.) and wide compatibility margins for television programme reception with commercial TV receivers.*

1. Introduzione

L'interesse suscitato dai programmi sperimentali di «Radiosoftware», irradiati dalla terza rete radiofonica RAI in MF, ha indotto tale rete ad avviare, a partire dalla primavera 1989, un servizio regolare destinato alla grande utenza. La trasmissione di software didattico e programmi per calcolatori domestici viene effettuata utilizzando il sistema di trasmissione «Radiosoftware», appositamente sviluppato dal Centro Ricerche RAI e descritto ampiamente in due precedenti articoli pubblicati su questa rivista (bibl. 1, 2).

Studiando nuove soluzioni per la diffusione agli utenti di servizi telematici, presso il Centro Ricerche RAI, si è valutata la possibilità di trasmettere il segnale dati «Radiosoftware» a 4,8 kbit sulla seconda portante audio (PA2) durante le trasmissioni televisive monofoniche.

Questa nuova applicazione è molto interessante in quanto può essere attuata sfruttando il modo di funzionamento «doppio suono», senza richiedere alcuna modifica, sia negli impianti di trasmissione che nei ricevitori domestici.

In laboratorio, sono state fatte prove soggettive atte a verificare la compatibilità dei ricevitori TV nel modo di funzionamento «doppio suono» modulando la seconda portante audio con il segnale dati «Radiosoftware» a diversi livelli e valutando l'eventuale disturbo presente sull'audio principale (PA1) e/o sul segnale di immagine (bibl. 3, Doc. CCIR JIWP 10/11/SCP 29E).

L'indagine è stata completata con prove oggettive, misurando il rapporto S/N audio (non pesato) sul canale principale (PA1) nella banda 0,2 ÷ 15 kHz, con e senza segnale dati sul 2° canale audio (PA2). Inoltre, mediante misure di tasso di errore (BER) è stato valutato il livello minimo da assegnare al segnale dati per garantire una buona qualità di ricezione in area di servizio anche in condizioni non ottimali (degradamento dovuto a rumore, riflessioni, ecc.).

Le prove sono state effettuate su un campione di 14 ricevitori TV a colori di case costruttrici diverse, con au-

(*) P.I. Antonio Girmenia, P.I. Dario Tabone, P.I. Nazario Sauro Tosoni, del Centro Ricerche Rai - Torino. Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 9 marzo 1989.

dio monofonico o stereo, costruiti fra il 1972 ed il 1988.

I livelli delle due portanti audio PA1 e PA2, distanti 5.5 e 5.74 MHz dalla portante video (PV), durante le prove suddette, erano regolati a − 13 e − 20 dB rispetto alla portante video, in accordo con le specifiche del sistema TV a due portanti audio MF (Rapp. CCIR 795-2).

2. Prove di compatibilità

2.1. Risultati delle prove soggettive

Le prove sono state fatte modulando la PA1 con una nota ad 1 kHz a piena deviazione (± 46,25 kHz) e la PA2 con il segnale dati « Radiosoftware » a diversi livelli (deviazione di: ± 10, ± 22 e ± 46,25 kHz).

Si ricorda che nel sistema TV con audio a due portanti, adottato in Italia, la deviazione massima di ± 50 kHz sulla PA2 è comprensiva di ± 3.75 kHz dovuti al segnale di identificazione (54,6875 kHz) del « modo di funzionamento » (stereo, mono, bilingue).

Si è quindi valutato il degradamento soggettivo introdotto sull'audio principale (PA1) sia come rumore di fondo, sia come disturbo sulla nota ad 1 kHz e sul segnale video. Per le valutazioni è stata adottata la scala di degradamento a 5 livelli del CCIR (Racc. 562-2 e Racc. 500-3), sotto riportata:

SCALA DI DEGRADAMENTO DEL CCIR

Grado	Degradamento
5	impercettibile
4	percettibile ma non disturbante
3	leggermente disturbante
2	disturbante
1	molto disturbante

Come si può osservare dalla tabella I, che riporta i risultati delle prove di compatibilità in presenza del segnale dati « Radiosoftware » a 4.8 kbit/s sul secondo audio, con diversi valori di deviazione: ± 10, ± 22 e ± 46,25 kHz, solo sul televisore N. 8, si è riscontrato un lieve degradamento (grado 4) dell'audio principale da parte del segnale dati con deviazione di frequenza pari al massimo livello consentito (± 46,25 kHz). Con deviazioni inferiori (± 10, ± 22 kHz) su tutti i televisori in esame non si sono riscontrati degradamenti.

Inoltre, su tutti i ricevitori TV analizzati non si sono osservati degradamenti sulla qualità video dovuti alla presenza sul secondo canale audio di un segnale dati.

2.2 Risultati delle prove oggettive

Come detto in precedenza, oltre alle prove soggettive si sono effettuate anche una serie di misure sui televisori in esame per valutare oggettivamente il degradamento introdotto sul canale audio principale (PA1) dalla presenza sul secondo canale (PA2) del segnale dati. La prova è consistita nel misurare la variazione del rapporto S/N non pesato (banda 0.2 ÷ 15 kHz) sul canale principale (PA1) in assenza o presenza del segnale dati sul secondo canale (PA2).

Le misure sono state fatte prelevando il segnale audio direttamente in uscita dalla presa di peritelevisione tranne che per il ricevitore n. 12, in quanto, essendo di vecchia costruzione, non disponeva di tale uscita. In questo caso si è usato il segnale prelevato sull'altoparlante.

La procedura di misura adottata è stata la seguente:

a) in assenza di modulazione sulla PA2 si è inviata sulla PA1 una nota audio di riferimento ad 1 kHz, con deviazione pari a ± 46,25 kHz; quindi si è tolta la nota ad 1 kHz e si è misurato il rumore residuo sul canale audio principale (PA1);

b) si è quindi modulata la PA2 con il segnale « Radiosoftware » a vari livelli (deviazione ± 10, ± 22, ± 46,25 kHz) e si è misurato il relativo rapporto S/N non pesato sull'audio principale (PA1).

Le valutazioni del rapporto S/N audio, sono state effettuate inserendo un filtro passa alto per eliminare l'influenza delle componenti di bassa frequenza dovute alla presenza di hum e diafonia dei circuiti di scansione verticale del TV e relative armoniche.

Tabella I.
PROVE DI COMPATIBILITÀ « SOGGETTIVE » DI TRASMISSIONE « RADIOSOFTWARE » A 4,8 KBIT/S NEL SECONDO CANALE AUDIO TV.

N° Televisore	Anno Costruzione	Mono Stereo	Degradamento — Deviazione Dati Canale 2 — 10 kHz Aud.	10 kHz Vid.	22 kHz Aud.	22 kHz Vid.	46,25 kHz Aud.	46,25 kHz Vid.
1	1986	S	5	5	5	5	5	5
2	1985	S	5	5	5	5	5	5
3	1985	S	5	5	5	5	5	5
4	1983	S	5	5	5	5	5	5
5	1987	M	5	5	5	5	5	5
6	1983	M	5	5	5	5	5	5
7	1985	M	5	5	5	5	5	5
8	1983	M	5	5	5	5	④	5
9	1983	M	5	5	5	5	5	5
10	1983	M	5	5	5	5	5	5
11	1988	M	5	5	5	5	5	5
12	1972	M	5	5	5	5	5	5
13	1983	M	5	5	5	5	5	5
14	1985	S	5	5	5	5	5	5

Condizioni di misura Canale TV RF: G. Tensione di ingresso (PV) V_i: 70 dBμV. Segnale video: monoscopio elettronico Philips. Profondità modulazione video: 90%. Nota audio di riferimento canale 1 (PA1): 1 kHz con deviazione 46,25 kHz.

TRASMISSIONE "RADIOSOFTWARE" SUL SECONDO AUDIO TV

Tabella II.
PROVE DI COMPATIBILITÀ « OGGETTIVE » DI TRASMISSIONE « RADIOSOFTWARE » A 4.8 KBIT/S NEL SECONDO CANALE AUDIO TV.

N° Televisore	Anno Costruzione	Mono Stereo	S/N audio non pesato canale 1 — Canale 2 — Senza dati (dB)	Con dati deviazione 10 kHz (dB)	22 kHz (dB)	46,25 kHz (dB)
1	1986	S	68	67,5	65,5	(62)
2	1985	S	66,4	66,4	66,4	66,4
3	1985	S	63,5	63,5	63,5	63
4	1983	S	64,4	64,4	64,4	64,4
5	1987	M	57	56,8	56,6	56,6
6	1983	M	60	60	60	60
7	1985	M	58	58	57,5	57,5
8	1983	M	63	63	61,8	(60)
9	1983	M	63	63	63	63
10	1983	M	63	63	63	63
11	1988	M	58	58	58	58
12	1972	M	54	54	53.5	53
13	1983	M	62,5	62,5	62,5	62,5
14	1985	S	67	66,5	66,2	(64,2)
Degradamento medio S/N			(dB)	0,08	0,42	1,01

Condizioni di misura Canale TV RF: G. Tensione di ingresso (PV) V_i: 70 dBμV. Segnale video: monoscopio elettronico Philips. Profondità modulazione video: 90%. Nota audio di riferimento canale 1 (PA1): 1 kHz con deviazione 46,25 kHz.

Nella tabella II sono riportati i risultati delle prove oggettive di compatibilità in presenza di dati sul secondo canale audio, secondo la procedura sopra indicata.

Come si può osservare il degradamento medio del rapporto S/N audio non pesato in presenza del segnale « Radiosoftware » a 4,8 kbit/s è risultato di 0,08, 0,42 e 1,01 dB, rispettivamente per deviazioni di ± 10, ± 22 e ± 46,25 kHz; il degradamento del rapporto S/N audio è più sensibile sui televisori n. 1, 8, 14. Tuttavia, soggettivamente (vedi Tabella II), solo il n. 8 è risultato essere leggermente disturbato (grado 4). Tali degradamenti sono comunque apprezzabili solo in presenza di segnale dati a piena deviazione (± 46,25 kHz). Con deviazione di frequenza da parte del segnale dati non superiore a ± 22 kHz non si è verificato alcun degradamento né sull'audio principale, né sul video.

Il degradamento constatato sui televisori stereofonici (n. 1 e 14) è dovuto essenzialmente a problemi di diafonia sui circuiti a bassa frequenza degli stessi e non ad interferenze negli stadi di ricezione o demodulazione.

3. Scelta del livello segnale dati

I risultati delle prove soggettive ed oggettive hanno dimostrato la possibilità di trasmettere in modo compatibile il « Radiosoftware » a 4,8 kbit/s sul secondo canale audio (PA2), purché la sua deviazione non sia superiore a ± 22 kHz. Inoltre, il basso rumore presente sul segnale dati trasmesso nel secondo canale audio, anche in condizioni di bassa intensità di campo sulla portante video, consente elevati margini di corretta ricezione (BER $\ll 10^{-5}$).

Per assicurare una buona qualità di ricezione « Radiosoftware » in area di servizio, sia attraverso impianti individuali che collettivi, si è valutato il livello minimo del segnale dati che garantisce un tasso d'errore $E < 10^{-5}$ anche in condizioni critiche di ricezione. Allo scopo è stato allestito in laboratorio il banco di misura indicato in figura 1, con il quale è stato possibile variare contemporaneamente sia la tensione RF in ingresso al televisore (PV), sia il rapporto della portante audio 2 (PA2) rispet-

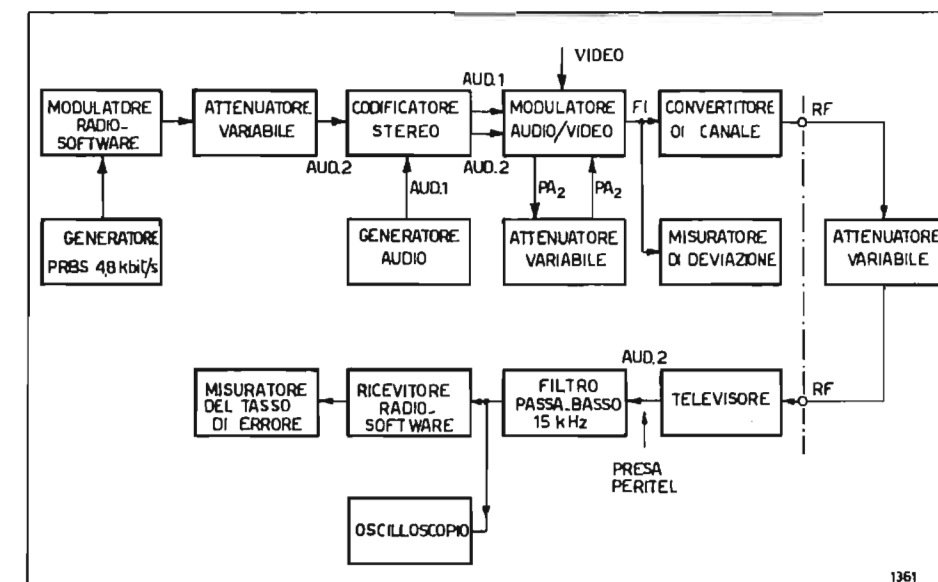



Fig. 1 — Schema a blocchi del banco di misura per la determinazione del livello del segnale dati e del tasso di errore E (BER).

Tabella III.
MISURE DELLA SOGLIA DI ERRORE

TELEVISORE N° 1

Deviazione segnale dati (kHz)	TENSIONE DI INGRESSO AL TV: V_i Variazione rapporto portante audio 2/video rispetto al valore nominale di −20 dB (dB) V_i = 40 dBμV					V_i = 50 dBμV					V_i = 60 dBμV				
	−6	−3	0	+3	+6	−6	−3	0	+3	+6	−6	−3	0	+3	+6
50															
26															
13															
7	*E*	*E*													
5	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*			

TELEVISORE N° 2

50															
26															
13	*E*														
7	*E*	*E*													
5	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*

TELEVISORE N° 3

50															
26															
13															
7															
5	*E*	*E*	*E*	*E*	*E*										

Condizioni di misura Canale TV RF: 37. Segnale video: monoscopio elettronico Philips. Profondità modulazione video: 90%. Nota audio di riferimento canale 1 (PA1): 1 kHz con deviazione 46,25 kHz.
Rapporto portante audio 1/portante video: −13dB.
Soglia di errore E: BER ≅ 10^{-5}.

to alla portante video (PV) in modo da simulare condizioni di ricezione non ottimali (es. attenuazione della portante video, riflessioni, alterazioni della curva livello frequenza negli amplificatori di canale ecc.).

Si sono presi in considerazione tre ricevitori TV stereofonici (n. 1, 2, 3 di tabelle 1, 2) di case costruttrici diverse.

In tabella III sono riportati i risultati delle misure.

Per tutti i televisori, si può osservare una notevole indipendenza della soglia di errore E (corrispondente ad un BER di circa 10^{-5}) sul segnale dati dal livello R. F. della portante video (PV) nel campo 40 ÷ 60 dBμV.

Con il valore minimo di 60 dBμV, fissato dalla norma CEI 12-15 (bibl. 4) per la ricezione televisiva, si entra in soglia di errore solo con un livello del segnale dati molto bassa: deviazione di circa ± 5kHz (tale valore è comprensivo della deviazione di frequenza dovuta alla presenza del segnale di identificazione a 54,6875 kHz nel modo «doppio suono»).

Una deviazione di circa ± 7 kHz assicura una ricezione corretta anche in presenza di sensibili alterazioni dei rapporti PA/PV (± 6 dB) e con livello della portante video di soli 50 dBμV.

Riducendo ulteriormente il livello della portante video fino a 40 dBμV (canale RF 37) ed alterando di ± 6 dB i rapporti delle portanti audio e video, la soglia di errore E si è ottenuta con una deviazione di frequenza del segnale dati pari a circa ± 13 kHz (ricevitore n. 2). Mantenendo i rapporti audio-video nominali, la soglia di errore E si trova con deviazione di frequenza dei dati di ± 7 kHz. In queste condizioni la qualità dell'immagine televisiva è già molto degradata.

La notevole immunità del segnale dati alle riduzioni di livello dalla portante video, da 60 a 40 dBμV, trova una conferma qualitativa dall'analisi delle figure 2, 3 e 4 dove è mostrato il diagramma ad occhio (filtrato con un passa basso a 15 kHz) all'uscita della presa di peritelevisione dei ricevitori TV esaminati. Non si nota infatti un apprezzabile aumento del rumore nel passare da 60 dBμV a 40 dBμV (deviazione di frequenza dei dati pari a ± 13 kHz).

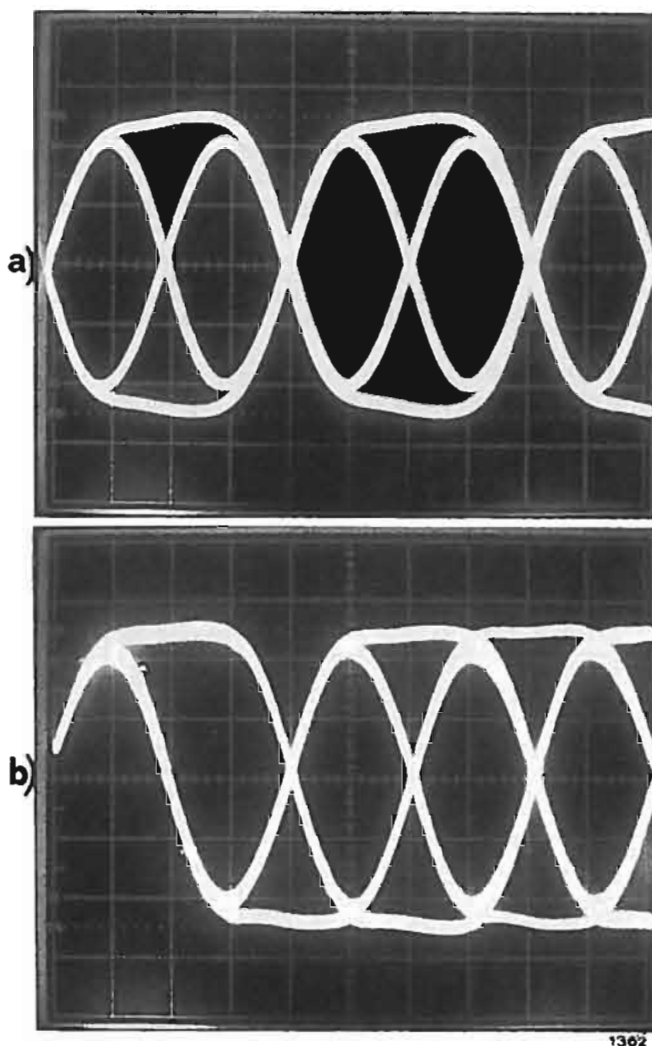



Fig. 2 — Segnale «Radiosoftware» in uscita del ricevitore N. 1: a) V_i = 60 dBμV, b) V_i = 40 dBμV.

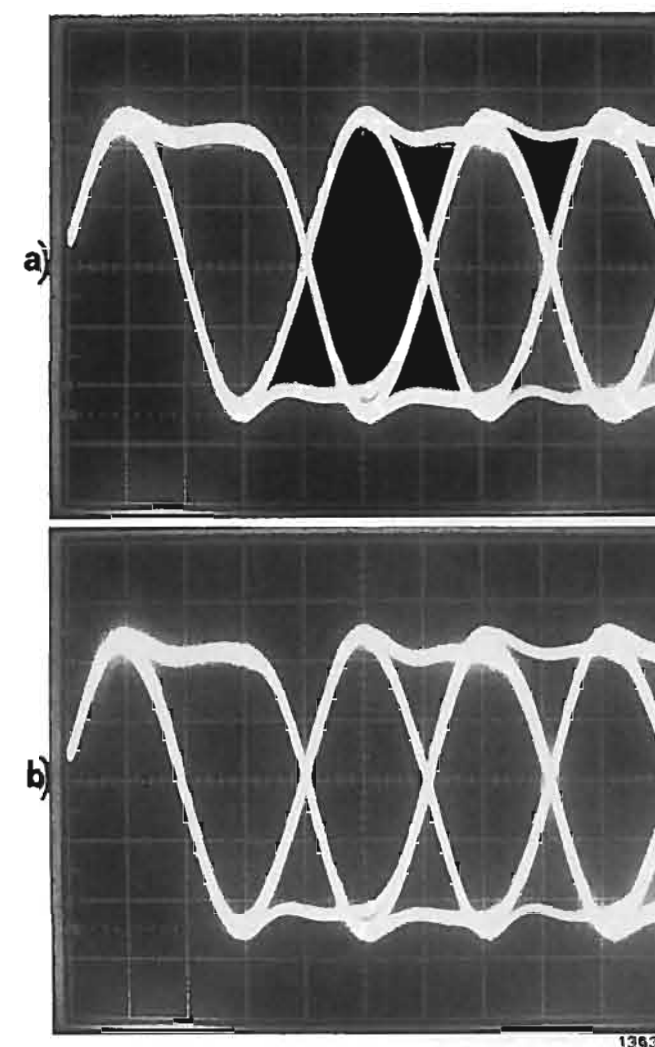



Fig. 3 — Segnale «Radiosoftware» in uscita del ricevitore N. 2: a) V_i = 60 dBμV, b) V_i = 40 dBμV.

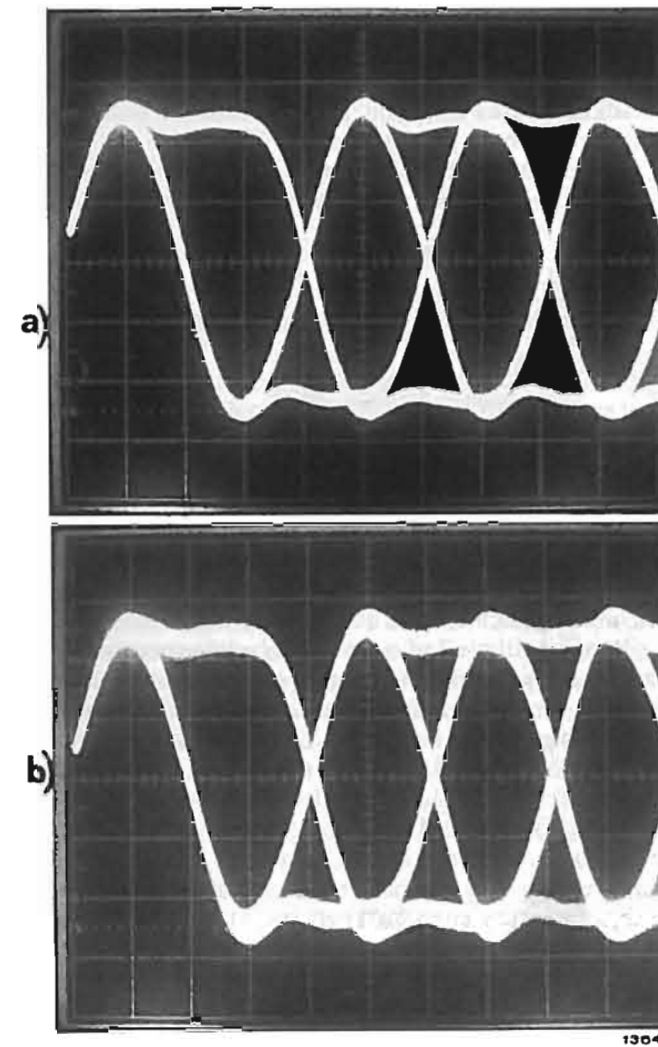



Fig. 4 — Segnale «Radiosoftware» in uscita del ricevitore N. 3: a) V_i = 60 dBμV, b) V_i = 40 dBμV.

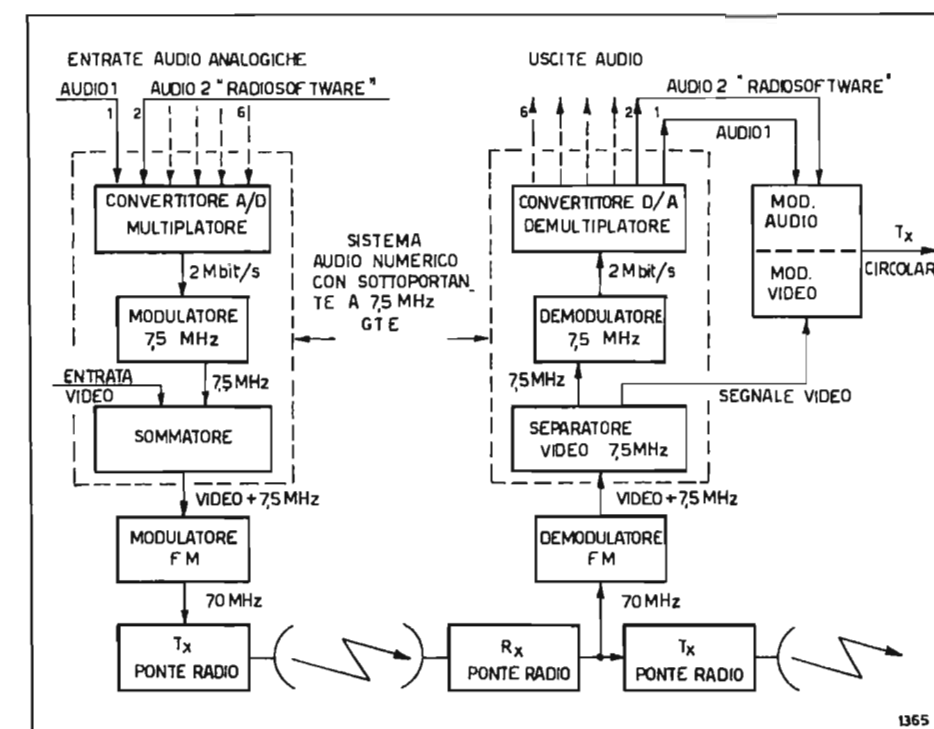



Fig. 5 — Schema di principio per il trasporto ai trasmettitori circolari TV del segnale audio-«Radiosoftware»-video.

Tenendo conto anche dei risultati delle prove di compatibilità (Tabelle 1 e 2) si può ritenere che una deviazione di ± 15 kHz rappresenti un livello del segnale dati «Radiosoftware» a 4,8 kbit/s che assicura una buona qualità di ricezione in area di servizio (tasso di errore $< 10^{-5}$) e una buona compatibilità audio/video con il parco di ricevitori TV esistente (vedi appendice 1).

4. Inoltro del segnale dati ai trasmettitori TV

Nell'ipotesi di dover trasmettere, a carattere nazionale, il segnale dati «Radiosoftware» a 4,8 kbit/s sulle reti TV, utilizzando il secondo canale audio nelle trasmissioni monofoniche, è necessario provvedere al suo instradamento verso i Centri Trasmittenti. Una possibilità è data dai collegamenti in ponte radio impiegando un canale musicale del *sistema audio numerico con sottoportante a 7,5 MHz della GTE (2 Mbit/s)*. In figura 5 è riportata una possibile configurazione della rete di distribuzione.

Il segnale dati «Radiosoftware» ha uno spettro di banda base limitato a 9,6 kHz (fig. 6) e quindi non deve subire alterazioni apprezzabili nel transito sui collegamenti in ponte radio destinati all'audio TV, in quanto essi assicurano una larghezza di banda pari a 15 kHz. Infatti, come si può osservare in figura 7b, il segnale dati in uscita dal demodulatore a 70 MHz, di un collegamento in ponte radio simulato in laboratorio di lunghezza pari a circa 1000 km, presenta solo una lieve riduzione del diagramma ad occhio (apertura circa 88%) ed un jitter inapprezzabile.

Per quanto riguarda invece la trasmissione del segnale in banda base negli impianti di studio, rimangono valide le considerazioni fatte in bibl. 2, ossia: escludere gli eventuali equalizzatori audio, utilizzare il minor numero di amplificatori di linea in cascata e generare il segnale dati direttamente dal computer di trasmissione piuttosto che da nastro registrato.

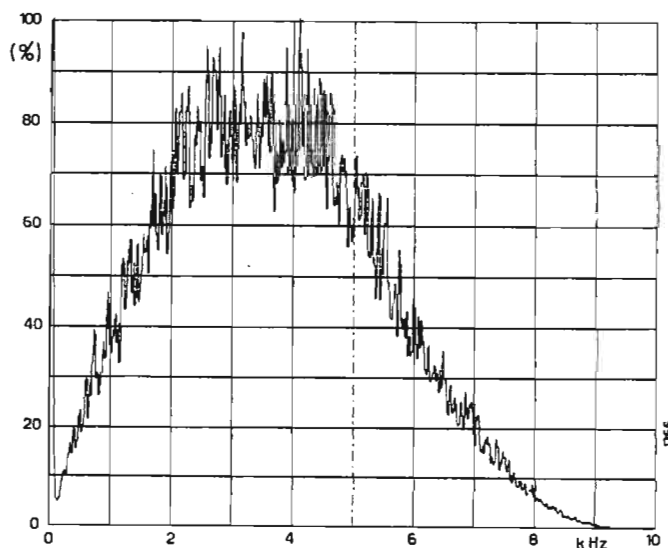



Fig. 6 — Spettro del segnale «Radiosoftware» con codifica di Manchester (scalo ordinate percentuale).

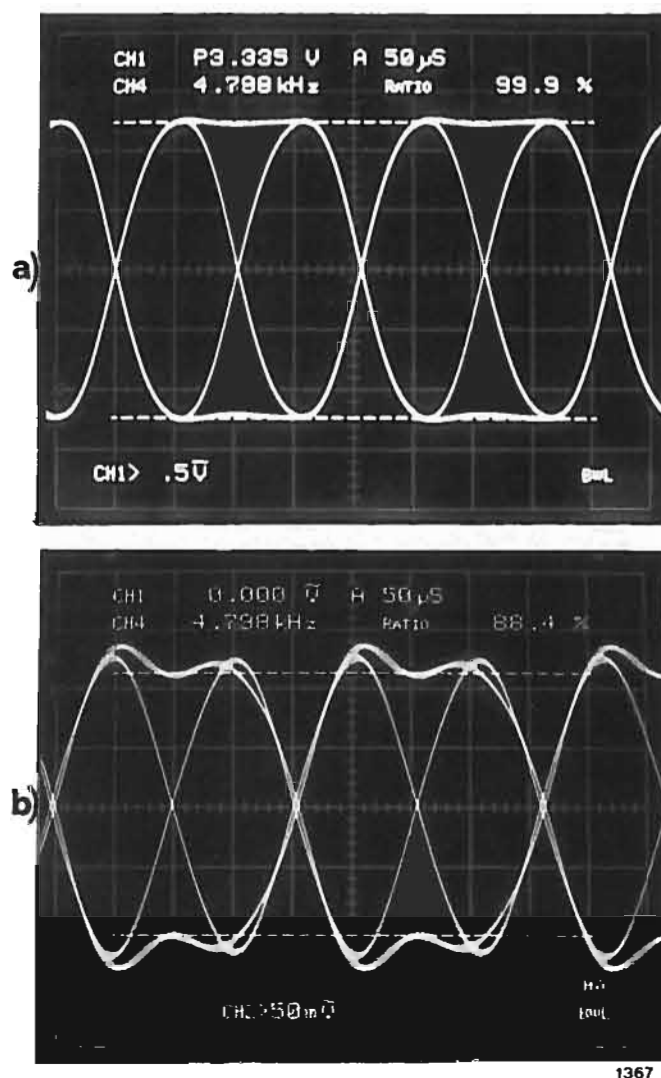



Fig. 7 — Segnale «Radiosoftware»: a) uscita generatore; b) uscita modem a 2 Mbit/s con simulazione di tratta di 1000 km.

Per quanto riguarda l'eventuale utilizzazione di questa nuova possibilità di trasmissione dati in TV rimane il problema di telesegnalare ai trasmettitori la condizione di trasmissione nel modo «doppio suono» (che verrebbe usata per la trasmissione di dati sul secondo canale audio TV). Tale problema sarà risolto a breve termine con l'installazione degli apparati di telecomando, sviluppati dal Centro Ricerche Rai, utilizzanti le informazioni di controllo trasmesse sulla riga 335 dei segnali TV.

5. Conclusioni

Sulla base di risultati relativi a prove di laboratorio eseguite su 14 ricevitori TV a colori per verificare la possibilità di usare durante i programmi televisivi con audio monofonico, il secondo canale audio per la diffusione di programmi educativi telematici, tramite il sistema «Radiosoftware» a 4,8 kbit/s, si possono trarre le seguenti indicazioni:

— la trasmissione di segnali «Radiosoftware» a 4,8 kbit/s sul secondo audio TV, con deviazione della portante pari a ± 15 kHz (ossia il 30% della deviazione nominale del segnale audio di programma), è possibile assicurando *piena compatibilità* sia verso l'audio principale che il video;

— la qualità di ricezione del segnale dati (con deviazione pari a ± 15 kHz) è molto buona anche in condizioni di ricezione televisive scadenti (basso livello del campo, riflessioni, ecc.);

— il segnale «Radiosoftware» generato in studio può essere inoltrato ai trasmettitori circolari tramite i collegamenti in ponte radio con sottoportante numerica a 7,5 MHz utilizzando uno dei sei canali musicali. Per rendere operativo il servizio occorre predisporre inoltre l'installazione degli apparati di controllo, sviluppati dal Centro Ricerche RAI, per comandare a distanza il modo di funzionamento «doppio suono» dei trasmettitori TV mediante i segnali di controllo della riga 335;

— come dispositivo di ricezione d'utente per il servizio dati è possibile utilizzare l'interfaccia «Radiosoftware» già realizzata dal Centro Ricerche Rai per le trasmissioni in radiofonia MF. Tale dispositivo deve essere collegato tra il calcolatore e l'uscita audio 1 della presa di peritelevisione dei ricevitori TV stereofonici (fig. 8), introducendo eventualmente un filtro passa basso a 15 kHz per eliminare il rumore di alta frequenza ed il rumore intercarrier presente sull'audio di tutti i televisori attuali.

Fig. 8 — Schema del sistema di ricezione «Radiosoftware» su secondo canale audio TV.

Una valutazione definitiva riguardo la possibilità di utilizzare il secondo canale audio TV per trasmissione dati «Radiosoftware» a 4,8 kbit/s durante i programmi con audio monofonici o per trasmissioni «bilingue» richiede comunque di effettuare prove soggettive su larga scala, analogamente a quanto è stato fatto nella campagna del 1982 (bibl. 5) per l'introduzione del sistema a due portanti audio.

APPENDICE 1

Per determinare il margine di corretta ricezione del segnale dati «Radiosoftware» trasmesso sul secondo canale audio (PA2), è stata eseguita una serie di misure sul televisore n. 1 (data di costruzione 1986, tabelle I, II).

Prendendo come riferimento il segnale dati con deviazione rispettivamente di ± 5 e ± 15 kHz si è valutato il rapporto *S/N* audio non pesato (banda 0,2 ÷ 15 kHz) sul secondo canale audio (PA2) in funzione dell'intensità di campo all'ingresso del televisore. Come si può osservare dalla tabella A1, con intensità di campo maggiore di 60 dBµV si è misurato un rapporto *S/N* di 47 e 56 dB, rispettivamente per deviazioni di ± 5 e ± 15 kHz. Mentre la soglia di errore *E* (BER $< 10^{-5}$) si è trovata con un cam-

Tabella AI.

VARIAZIONE DEL RAPPORTO *S/N* SUL SECONDO CANALE AUDIO, RIFERITO AL LIVELLO DEL SEGNALE DATI, IN FUNZIONE DEL SEGNALE R. F. DI INGRESSO AL TV N° 1 (CANALE 37)

Tensione ingresso TV V_i (dBmV)	Rapporto *S/N*, banda 0,2 ÷ 15 kHz (dB) Deviazione dati (kHz) ± 5	± 15
70	47	56
60	47	56
50	44	53
40	36	45
32	29	38

soglia di errore → (riga 32, ± 5) ← soglia di errore (riga 32, ± 15)

po di 32 dBμV e con rapporti *S/N* di 29 e 38 dB, rispettivamente per i due valori di deviazioni di ± 5 e ± 15 kHz.

È interessante notare che la soglia di errore coincide come intensità di campo per entrambi i valori di deviazione, anche se il rapporto *S/N* audio è molto differente (9 dB), ma pur sempre buono. Gli errori non sono quindi imputabili al rumore intrinseco del canale, bensì alla presenza di disturbi impulsivi (spike) dovuti al sistema complessivo di demodulazione (intercarrier) dei comuni ricevitori TV.

Il margine di protezione agli errori del sistema «Radiosoftware» trasmesso sul secondo canale audio TV risulta molto elevato, specie se confrontato con il Televideo. Infatti con il televisore sintonizzato sul canale TV RF37, si è valutato che, in assenza di distorsioni, la soglia di errore per il «Radiosoftware» corrisponde ad un livello del segnale RF di entrata pari a 32 dBμ V, mentre per il Televideo esso è pari a 42 dBμ V. Conseguentemente, in queste condizioni, il «Radiosoftware» ha un margine di 10 dB rispetto al Televideo. Inoltre occorre tener presente che in tale situazione di ricezione l'immagine televisiva è già al limite della visibilità per immagini in bianco e nero.

(3802)

BIBLIOGRAFIA

1. - AMATO P., COMINETTI M., MORELLO A., TOSONI N: S.: *IL RADIOSOFTWARE nuovo servizio di Telematica radiodiffusa*, «Elettronica e Telecomunicazioni» N. 5, 1987, pag. 198 ÷ 206.

2. - TABONE D.: *RADIOSOFTWARE: prove di trasmissione e ricezione*, «Elettronica e Telecomunicazioni» N. 6, 1987, pag. 265 ÷ 271.

3. - GIRMENIA A., TABONE D., TOSONI N. S.: *Trasmissione dati a 4,8 kbit/sul secondo audio TV. Prove di trasmissione e compatibilità*, «RAI - Centro Ricerche» - Relazione Tecnica n. 88/12/I.

4. - CEI 12-15 «Norme per gli impianti centralizzati d'antenna», Edizione 1977 - Fascicolo 432.

5. - ROSSI A.: *Doppio suono in TV (sistema a due portanti)*, «RAI, Centro Ricerche», Relazione Tecnica N. 82/2/I.

Documenti CCIR

Rapporto 795 - 2: *Transmission of two or more sound programmes of information channels in television.*

Doc. 10/74, 1986-90 (Italy): *Radiosoftware - Broadcasting of software and data in FM sound channels.*

Racc. 562 - 2: *Subjective assessment of sound quality.*

Racc. 500 - 3: *Method for the subjective assessment of the quality of television pictures.*

Doc JIWP 10/11/SCP29F: *Data broadcasting in the two-sound carrier TV system-Compatibility tests.*

NOTIZIARIO

Da comunicazioni pervenute alla Redazione

ANALIZZATORE DI SPETTRO FINO A 5,2 GHZ — La Rohde & Schwarz (Monaco di Baviera - Muhldorfstr. 15 - in Italia: Roje Telecom. S.p.A. - via Sant'Anatalone, 15 - Milano) presenta l'analizzatore di spettro FSB, illustrato in figura, che copre la gamma da 100 Hz a 5,2 GHz. Esso ha un rumore intrinseco inferiore a −145 dBm (6 Hz); il suo visore a colori da 9 pollici copre un campo di 105 dB in una banda di misura maggiore di 170 dB. Si tratta quindi di uno strumento di elevata precisione.

L'FSB dispone di varie possibilità di prove di routine come: marker di frequenza e di livello, correzioni di frequenza e larghezza di banda, oltre a numerose altre. Le commutazioni per ottenere i diversi modi di funzionamento si ottengono generalmente con la semplice pressione di un tasto.

(3813)

MULTIMETRO-OSCILLOSCOPIO TASCABILE — La Createc (rivolgersi a: Ampere - Via Scarlatti, 26 - Milano) presenta il multimetro-oscilloscopio numerico di piccole dimensioni (mm 260 x mm 105 x mm 39 - peso 700 g) denominato Signal Computer SC-02 e illustrato in figura. Esso ha le seguenti caratteristiche principali:

- Schermo a cristalli liquidi (LCD) di colore blu ad elevato contrasto;
- Due canali con doppia base dei tempi indipendente per ogni canale
- Banda passante dalla DC a 10 MHz
- Frequenza di campionamento 20 MHz per canale
- Tempo di salita 35 ns
- Aggancio automatico del segnale
- Pre-post trigger
- Tensione massima di entrata 660 Vpp
- Lettura alfanumerica dei dati
- Funzionamento singolo, chopped, alternato, x-y.

Lo strumento consente inoltre misure di frequenza e periodo, misure di tensione picco-picco, valore efficace, valore medio.
Può effettuare la registrazione e l'analisi dei segnali poiché dispone di 46 memorie e di 256 punti-memoria dati sui segnali campionati.

(3822)

APPARECCHIO PER LA MISURA DEL BER — La Wandel & Goltermann (Postfach 1262 - D-7412 Eningen u.A. - Germania Federale) presenta un nuovo strumento per la misura del BER (Bit Error Rate) denominato PF-20 e illustrato in figura.
Esso consente di misurare e individuare il malfunzionamento e le prestazioni delle reti per le comunicazioni numeriche fino a 256 kbit/s; è facile da usare e dispone di un grande visore (8 righe di 42 caratteri) a cristalli liquidi (LCD), che consente di ottenere istogrammi chiari e precisi con durata delle registrazioni fino a 480 ore.

Gli istogrammi sono facilmente riproducibili su carta.

Il PF-20 può funzionare per un intero giorno utilizzando le sue batterie ricaricabili. È di piccole dimensioni (mm 72 x mm 136 x mm 195) e piccolo peso (circa 1,7 kg); è quindi facilmente trasportabile.

(3808)

SENSORE DI PRESSIONE — La Texas Instruments (in Italia: Viale Europa, 40 - Cologno Monzese) ha realizzato il trasduttore di pressione APT (Automative Pressure Transducer) illustrato in figura, destinato soprattutto al settore automobilistico per vari scopi (ottimizzazione del funzionamento del motore, riduzione dei consumi, controllo delle emissioni).

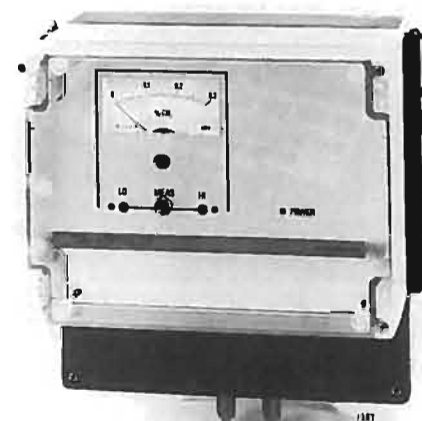
L'APT è basato su un sensore ceramico, nel quale la distanza fra due elettrodi, uno fisso, l'altro realizzato sotto forma di diaframma, varia al variare della pressione a cui è sottoposto tale diaframma, determinando così la variazione di un microcircuito integrato, realizzato con il processo LinCMOS, consente di convertire le variazioni di capacità in variazioni di tensione, ricavando così un segnale utilizzato per ottenere le regolazioni desiderate.

Un modello simile, il CPS (Cylinder Pressure Sensor) è realizzato per essere montato direttamente sulla testata della camera di scoppio dei cilindri per misurare l'andamento della pressione interna durante il ciclo della combustione. È ovviamente progettato per resistere alle sollecitazioni termiche e dinamiche del motore, utilizzando una lega in titanio di zirconio, ed è così piccolo da poter essere montato fra candele e valvole del cilindro.

(3805)

SISTEMI PER LA PRODUZIONE DI «SOFTWARE» — La Texas Instruments (in Italia: Via Europa, 40 - Cologno Monzese - MI) ha avviato la commercializzazione di un pacchetto «software» illustrato in figura, l'APT (Application Productivity Tool), che permette ai progettisti di impianti industriali di ridurre drasticamente i tempi per la produzione del «software» relativo.

L'APT — che inizialmente è stato reso disponibile per il sistema di controllo TI-STAR — permette di realizzare «librerie» di macrofunzioni e di rappresentare in modo semplice e immediato, con linguaggio grafico, le diverse funzioni, di verificarne la congruità e quindi di tradurle con un compilatore «software» integrato. È così possibile ridurre notevolmente il tempo necessario per lo sviluppo del «software» e insieme contenere i tempi del ciclo di progettazione, di prova e sviluppo.

(3811)

CONTROLLO DELLA CONCENTRAZIONE DI ANIDRIDE CARBONICA NELL'ARIA — Il CO_2-Controller è uno strumento di misura Siemens (Via Fabio Filzi, 25/A - Milano) per verificare e regolare la concentrazione di CO_2 nell'aria (vedi figura).

Il principio del suo funzionamento si basa sulla combinazione di due procedimenti diversi: l'assorbimento dei raggi infrarossi ed il metodo fotoacustico. La radiazione infrarossa con una lunghezza d'onda di 4,25 μm viene assorbita fortemente dal CO_2.

Se una radiazione infrarossa con questa lunghezza d'onda colpisce una cella di misura chiusa, riempita del gas da misurare (CO_2) si manifestano in essa oscillazioni di pressione che producono collisioni molecolari da cui si genera un campo acustico. Il suono è proporzionale alla percentuale di CO_2 contenuto nella cella di misura e viene misurato con un microfono. Il segnale amplificato, viene elaborato dall'elettronica del CO_2-Controller.

Per addurre il gas da misurare alla camera ci si serve di una pompa e di valvole: la portata è di 0,8 l/min. La strumentazione elettronica e tutti i comandi sono racchiusi in una custodia.

Il CO_2-Controller è dimensionato normalmente per un campo di misura da 0 a 3000 ppm. Sono possibili peraltro anche altri campi di misura. Il segnale in uscita è di 0 ÷ 20 mA.

L'apparecchiatura consente di determinare rapidamente e con precisione la concentrazione di anidride carbonica nell'aria. Il CO_2-Controller viene impiegato di preferenza per controllare impianti di climatizzazione, serre, fabbriche per la produzione di anidride carbonica, grandi magazzini, uffici, ecc.

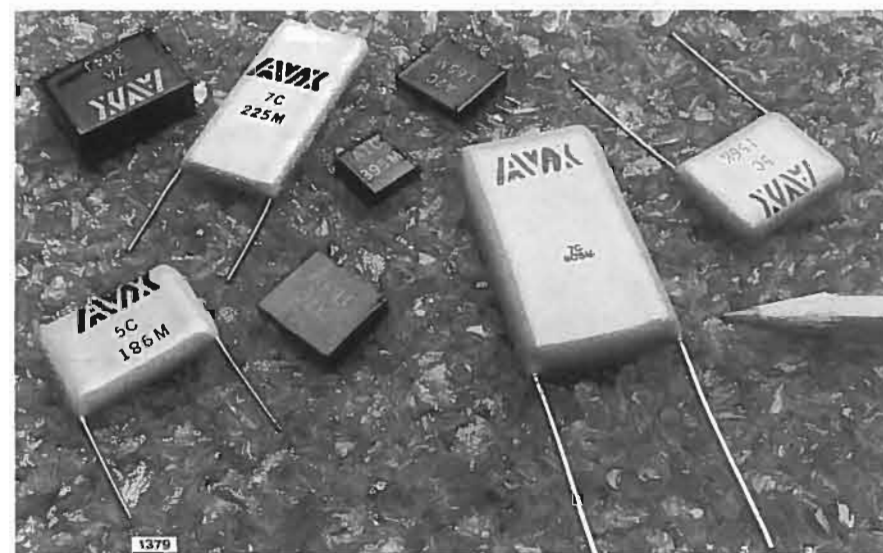
L'apparecchiatura si presta inoltre ad essere utilizzata per regolare gli impianti di climatizzazione ed aerazione, per verificare il clima nei magazzini ortofrutticoli, nelle cantine e nelle birrerie, oltre che per il controllo dei container in caso di trasporto umido e per tutti i compiti di tutela dell'ambiente e di biotecnica.

(3819)

MISURATORE A PINZA — La Norma (A-2351 Wr. Neudorf Eumigweg 7) presenta il prova circuiti a pinza che consente misure di corrente senza interrompere il circuito.

Il Power Clamp modello PC 02 (illustrato in figura) o il modello PC 20, consentono di misurare correnti continue o alternate da 0,01 A a 200 A (da 0,1 a 1000 A per il modello PC 20), chiudendo la pinza attorno al conduttore ove scorre la corrente da misurare.

Lo strumento misura anche tensioni, potenza attiva ed apparente, fattore di potenza e frequenza.

(3826)

CONDENSATORI IN CERAMICA MULTISTRATO — La AVX (per informazioni Newstech Comm. Ltd, 35 Friday Street, St, Henley-on-Thames, Oxfordshire RG9 1AN), grazie ad una nuova tecnica di fabbricazione è in grado di fornire condensatori in ceramica multistrato con capacità fino a 1000 microfarad.

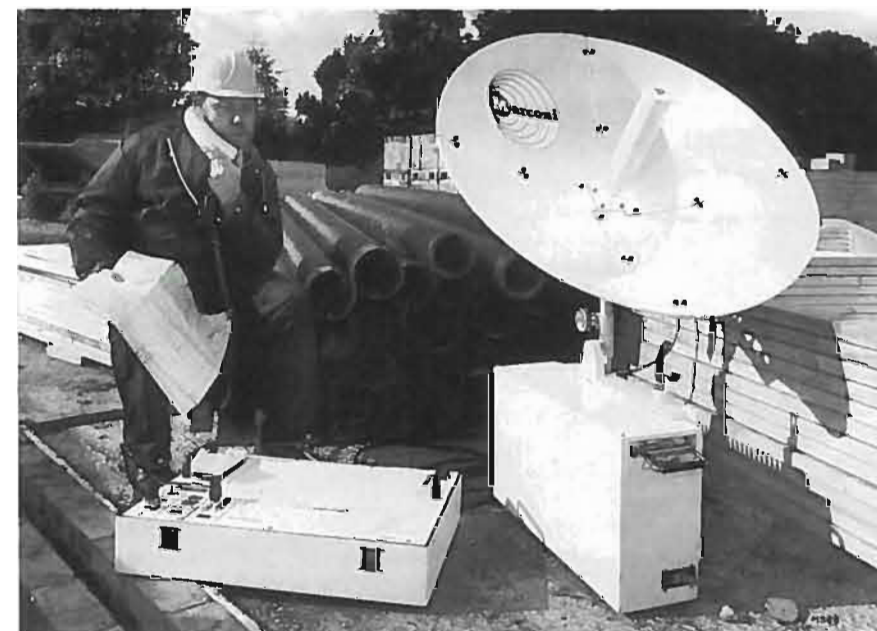
Destinati in particolare alla realizzazione di alimentatori con commutazione ad alta frequenza, i componenti a singolo chip di questa gamma sono disponibili da 10 nanofarad a 220 microfarad; le tensioni di lavoro possono andare da 50 V a 500 V con la possibilità di accettare brevi transitori fino a tensioni massime di 2,5 volte la tensione di lavoro; sono disponibili in otto tipi a terminali radiali o in dieci tipi di chip (vedi figura).

(3812)

SISTEMA PORTATILE DI COLLEGAMENTI VIA SATELLITE — La Marconi (Elettra House - Westway Chelmsford - Essex - Inghilterra CM1 5BH) ha realizzato un sistema di collegamenti tramite i satelliti dell'International Maritime Satellite Organisation. Esso consente chiari collegamenti telefonici, telex, dati telefax, collegamenti radio VHF/UHF, televisione a scansione lenta, ecc. ed è particolarmente indicato per mantenere contatti con località isolate.

Il sistema denominato Satpax è contenuto in due casse; una per la piccola antenna parabolica (vedi fotografia), l'altra per le apparecchiature.

Esso è stato usato durante la spedizione sul Monte Everest nel 1988 dal British Combined Services ed è stato costruito per essere usato da tecnici in campagne di esplorazione alla ricerca di giacimenti, squadre di soccorso, cronisti, ecc.

(3818)

(3809)

CONTROLLO ACCURATO DEI CHIP DI ARSENIURO DI GALLIO — La Ughes Aircraft Co. (rivolgersi a: A. J. Wallis Ltd. 38 Ernle Road - Wimbledon - Londra SW20 OHL - Inghilterra) ha recentemente realizzato un dispositivo per il controllo accurato delle prestazioni dei chip di arseniuro di gallio per circuiti integrati.

Le apparecchiature di controllo normali non possono fornire una caratterizzazione elettrica dei chip all'arseniuro di gallio che operano a velocità sei volte superiori a quelle dei chip al silicio.

La nuova attrezzatura di controllo, illustrata in figura, consente di determinare con precisione le caratteristiche anche dei chip di GaAs fino a frequenze di 9 GHz.

Oltre alle caratteristiche di funzionamento del componente, in tensione, corrente e frequenza al variare delle condizioni ambientali, possono essere effettuate anche l'analisi spettrale, e l'analisi delle prestazioni in potenza, ecc.

REGISTRATORE A TRACCIA CONTINUA CON COMPENSAZIONE DELL'OFFSET — La Siemens (Via Fabio Filzi, 25/A - Milano) ha realizzato il registratore a traccia continua Kompensograph C 1016, illustrato in figura. Esso è equipaggiato con compensazione offset in modo da poter registrare con notevole precisione correnti e tensioni continue alternate in sincronismo.

Può essere utilizzato a scelta con due o quattro canali di misura, ciascuno con un gruppo di misura. I gruppi di misura sono realizzati in tre esecuzioni, ossia: gruppo per tensioni continue di 1 V, gruppo per tensioni continue da 1 mV a 50 V, gruppo per tensioni e correnti continue e alternate da 10 mV a 500 V e da 1 a 500 mA.

La larghezza massima di scrittura è di 250 mm per tutti i canali; la registrazione è effettuata con pennini che possono avere sei diversi colori; il trascinamento della carta è effettuato da un motore passo-passo (con passo di 0,1 mm) in grado di essere pilotato, avviato e arrestato a mano o dall'esterno; la velocità di avanzamento può essere regolata in 12 gradini, da 3 a 120 cm/h; viene impiegata carta di 270 mm di larghezza, in moduli pieghettati o in rotoli da 32 metri.

(3823)

ATTIVITÀ INTERNAZIONALE nell'ambito della Diffusione Radiotelevisiva

a cura di O. ZECCHINI

SEMINARIO SUL FUTURO SISTEMA VIDEOTEX
Laxenburg, 23-24 gennaio 1989

Nei giorni 23 e 24 gennaio 1989 si è tenuto a Laxenburg, presso Vienna, in Austria, un seminario sul «Futuro Sistema Videotex», organizzato dall'ETSI (Istituto Europeo degli Standard di Telecomunicazione).

Il Videotex è un servizio interattivo che, utilizzando procedure standardizzate in sede internazionale, consente agli utenti dei terminali l'accesso a banche dati di informazioni, mediante le reti pubbliche di telecomunicazioni; in Italia il servizio offerto dalla SIP è chiamato «Videotel».

Obiettivo del seminario era di fare una panoramica sullo sviluppo del Videotex e in generale dei servizi di informazione in linea negli anni '90.

Nello scenario ipotizzato si distinguono due fasi:

— nella prima si procederà al miglioramento dei servizi attuali che, utilizzando nuovi mezzi di supporto, saranno dotati di suono e immagini fotografiche;

— nella seconda, dopo il 1995, saranno sviluppati Nuovi Servizi Interattivi (NIS), di cui si conosce ancora poco per definire uno standard.

È opinione diffusa che la prima fase non condurrà alla seconda. I nuovi servizi che verranno introdotti saranno incompatibili con quelli attuali. I terminali dei futuri servizi potranno accedere ai servizi attuali, ma non viceversa.

Saranno utilizzate come servizio di supporto reti di telecomunicazione numeriche (ISDN), in modo circuito a 64 kbit/s (il canale fisico è lo stesso durante tutto il collegamento) o in modo pacchetto a chiamata virtuale (l'informazione è divisa in pacchetti trasmessa su cammini diversi nella rete), e l'attuale rete telefonica (PSTN), mediante modem con canale diretto a 144000 bit/s o più e canale inverso a circa 300 bit/s.

Lo sviluppo tecnologico consentirà al futuro terminale Videotex di visualizzare anche informazioni fotografiche. Un'immagine a colori sullo schermo Videotex ad alta risoluzione (512 × 512 pixel) contiene circa 800 kbyte di informazione: su una rete a 64 kbit/s viene trasmessa in oltre due minuti, troppi per un servizio interattivo.

La tecnica ADCT (Adaptive Discrete Cosine Trasform), scelta come standard per la codifica delle immagini fotografiche, effettua una trasformata coseno di blocchi di 8 × 8 pixel. La compressione è ottenuta con la selezione e la quantizzazione dei coefficienti nel dominio della trasformata, in accordo con la sensibilità psicovisuale.

Con la compressione di 1 bit/pixel un'immagine di qualità molto buona richiede 32 kbyte di memoria ed è trasmessa in 4 secondi, mentre un'immagine indistinguibile dall'originale è ottenuta con una compressione di circa 2 bit/pixel. Caratteristica obbligatoria sarà la costruzione progressiva, che fornisce un'immagine di crescente risoluzione nel tempo: a 0,25 bit/pixel e 64 kbit/s occorre 1 secondo per avere un'immagine di qualità già discreta.

Il futuro Videotex sarà dotato anche di informazione audio: la tecnica PCM (Pulse Code Modulation), corrispondente a un flusso di 64 kbit/s, consente un suono di qualità telefonica (banda di 4 kHz); metodi di codifica di segnale, basati sulla DCT (Discrete Cosine Trasform) e combinati con tecniche predittive, consentiranno un audio di buona qualità a circa 15 kbit/s.

Può anche essere usata la tecnica della sintesi della voce: il testo viene sottoposto ad una analisi sintattica, per determinare la pronuncia corretta, e quindi tradotto in fonemi; una volta codificata, l'informazione audio richiede meno di 300 bit/s per essere trasmessa al terminale, nel quale un sintetizzatore genera la voce concatenando i singoli fonemi. Il risultato è però un suono artificiale che stanca l'ascoltatore; per ottenere un suono più umano occorre considerare anche il ritmo, l'accento e l'intonazione, aspetti legati al contenuto semantico.

M. V. (3810)

PRIMA RIUNIONE DEL GRUPPO AD-HOC R/RDS-TMC DELL'UER
Bruxelles, 9-10 Febbraio 1989

È stato formato un Gruppo AD-HOC dell'UER (Unione Europea di Radiodiffusione) per lo studio delle specifiche di un nuovo tipo di informazione da trasmettere nell'ambito del sistema RDS (RADIODATA System). Questo tipo di informazione, denominato TMC (Traffic Message Channel) dovrebbe, nelle intenzioni dei componenti del Gruppo, essere delineato entro l'inizio del 1990 ed avere, come contenuto, informazioni dedicate agli automobilisti.

Questa Riunione, prevalentemente introduttiva, è stata principalmente dedicata all'esame preliminare di 3 proposte:

a) Proposta Blaupunkt/Philips;

b) Proposta Carminat;

c) Proposta Castle Rock Consultants.

Tutte queste proposte si basano su messaggi codificati che dovrebbero, nelle opinioni dei partecipanti alla Riunione, essere trasmessi nel gruppo RDS tipo 8 a cadenza di non più di 1 gruppo al secondo.

La conclusione dell'incontro è consistita nel richiedere ai redattori dei progetti Carminat e Castle Rock, ulteriori lavori di analisi dei loro progetti, in funzione dell'occupazione del canale RDS richiesta dalle loro proposte, considerando la necessità di sicura ricezione, proprio in conseguenza dell'importanza che questo tipo di informazione avrà in relazione ai problemi della sicurezza di chi guida.

N. P. (3834)

RIUNIONE DEL GRUPPO SPECIALISTICO V1/HDTV DELL'UER
Torino, 14-16 Febbraio 1989

Nei giorni dal 14 al 16 Febbraio si è tenuta a Torino, presso il Centro Ricerche RAI, la tredicesima Riunione del Gruppo V1/HDTV (Televisione ad Alta Definizione) dell'UER (Unione Europea di Radiodiffusione).

L'agenda della Riunione era particolarmente ricca, infatti gli argomenti di competenza di questo Gruppo sono molto importanti, avendo implicazioni sugli standard di diffusione televisivi del prossimo futuro.

A partire da questa Riunione il Gruppo ha un nuovo presidente, J. L. Tejerina della televisione spagnola, ed un vicepresidente, GF. Barbieri della RAI.

Tra i numerosi argomenti trattati, i più importanti sono: lo standard di produzione per la televisione ad alta definizione, gli standard di diffusione da satellite a banda stretta e a banda larga ed i sistemi di diffusione tipo PAL migliorato.

In sede internazionale sono in discussione due sistemi di produzione HDTV, uno basato su una frequenza di semiquadro a 50 Hz e l'altro a 60 Hz. È noto che i sistemi convenzionali sono caratterizzati da frequenze di semiquadro diverse: 50 Hz in Europa e 60 Hz nel Nord America ed in Giappone.

Al momento attuale è molto difficile prevedere se sarà possibile raggiungere un accordo per uno standard HDTV unico mondiale; ciò è fortemente auspicabile per ridurre i costi di progetto e sviluppo degli apparati e soprattutto facilitare la distribuzione dei programmi, evitando conversioni di standard, causa di degradamenti della qualità.

Nel caso in cui non sia possibile avere un unico insieme di parametri di codifica, è comunque auspicabile che venga definito un solo standard, caratterizzato da due insiemi di parametri di cui solo alcuni, fra cui la frequenza di semiquadro, siano differenti. A questo scopo sono in discussione diversi criteri di assegnazione dei parametri in modo da ottenere valori comuni per quelli che influenzano lo sviluppo degli apparati, ad esempio: il bit rate netto oppure il bit-rate totale oppure il formato d'immagine.

D'altro canto un'esigenza molto sentita, ma contrastante con quella di definire uno standard HDTV unico, è quella di consentire la conversione dei programmi HDTV anche negli standard televisivi attuali, per permetterne la fruizione, seppure con qualità ridotta, agli utenti non dotati di ricevitori per alta definizione, utenti che saranno la stragrande maggioranza per diversi anni, anche dopo l'introduzione del servizio HDTV.

Per il servizio di diffusione diretta da satellite, la Comunità Economica Europea incoraggia, finanziando il progetto EUREKA 95, lo sviluppo di un sistema a componenti analogiche in multiplex denominanto MAC (Multiplexed Analogue Components).

Questo sistema, pur essendo caratterizzato da un numero di righe pari a quella dei sistemi compositi attuali, PAL e SECAM, avrebbe il vantaggio di essere un sistema unico, per tutti i paesi europei, e di offrire una qualità superiore, soprattutto perché i segnali audio sono numerici.

Si sta quindi studiando attivamente un sistema compatibile con quello MAC e adatto alla diffusione del segnale HDTV.

Tale sistema di emissione, denominato HDMAC, è detto a banda stretta, perché consente la diffusione di un segnale ad alta definizione utilizzando un canale WARC 77, avente una banda pari a 27 MHz. Questo è il principale vantaggio, oltre a quello della compatibilità: ovvero gli utenti dotati di un ricevitore MAC saranno in grado di fruire dei programmi diffusi in HDMAC, anche se, ovviamente, solo un ricevitore HDMAC potrà offrire la qualità propria della alta definizione.

Un sistema HDTV a banda stretta, però, non è in grado di fornire all'utente una qualità comparabile con quella dello standard di produzione, e per tale ragione sono allo studio altri sistemi che, pur richiedendo una banda di trasmissione più ampia, possano consentire una qualità migliore.

In pratica i sistemi proposti per l'emissione a larga banda sono di tipo numerico, e quindi non sono compatibili né con gli attuali sistemi analogici PAL, SECAM e NTSC, né con quelli futuri MAC. Tra i sistemi oggetto di studio sono molto interessanti quelli basati sulle tecniche di riduzione della ridondanza mediante trasformate ed in particolare quelli basati sulla DCT (Trasformata Discreta Coseno).

In Italia gli studi su questi sistemi, condotti dal Centro Ricerche RAI in stretta collaborazione con la Telettra, sono molto avanzati. Ha suscitato quindi un forte interesse la serie di dimostrazioni dell'algoritmo proposto, basate su simulazioni mediante calcolatore, presentate ai membri del Gruppo.

I risultati fino ad ora ottenuti sono particolarmente incoraggianti, perché indicano che una qualità comparabile a quella di produzione è ottenibile codificando, mediamente, ciascun elemento di immagine, detto «pel», con meno di 3 bit (nello standard di produzione ciascun «pel» richiede 16 bit). Inoltre, la qualità è ancora estremamente elevata impiegando lo stesso algoritmo, e probabilmente anche lo stesso hardware, per codificare ciascun «pel» con poco più di un bit.

Questi risultati indicherebbero che l'applicazione di tali tecniche sarebbe vantaggiosa anche per l'emissione a banda stretta, se fosse possibile trascurare i vincoli di compatibilità e di interferenza con i sistemi di tipo analogico. Potrebbe essere poi facilmente definito un sistema unico di diffusione, capace di funzionare sia a 50 Hz che a 60 Hz; un tale sistema, a differenza di quelli analogici, non comporterebbe una maggior complessità del ricevitore.

È comunque opinione comune che i sistemi numerici saranno in futuro quelli che offriranno una migliore efficienza e flessibilità, permettendo un miglior sfruttamento dei canali disponibili.

Non si rinuncia però a studiare le tecniche di miglioramento degli standard televisivi attuali, infatti si prevede che essi continueranno ad essere usati ancora per molti anni nella diffusione terrestre.

In particolare in Italia il Centro Ricerche RAI collabora con la Seleco per determinare quali siano i miglioramenti ottenibili sia agendo a livello di generazione ed emissione del segnale, sia a livello di ricevitore domestico.

In questo campo è oggi possibile ottenere un aumento della qualità finale all'utente, grazie alla possibilità di effettuare pre e post-elaborazioni del segnale composito.

Grazie alle tecniche di integrazione su larga scala è pensabile che tali tecniche di miglioramento saranno applicabili, a costi contenuti, nella produzione di ricevitori televisivi domestici.

M. B. M. S. (3800)

NONA RIUNIONE DEL SOTTOGRUPPO V3 DELL'UER

Venezia, 15-17 Febbraio 1989

Nei giorni dal 15 al 17 Febbraio 1989 si è tenuta la nona Riunione del Sottogruppo V3 dell'UER (Unione Europea di Radiodiffusione) presso la sede RAI di Venezia. Tale Sottogruppo si occupa di segnali audio.

Buona parte dei punti all'ordine del giorno riguardavano problemi connessi con la definizione dello standard di trasmissione dei canali audio della televisione ad alta definizione ed in particolare le tecniche di riduzione del bit rate, il numero dei canali audio necessari ed il loro utilizzo.

Altri punti di un certo interesse riguardavano la sincronizzazione di segnali audio e video, la normalizzazione delle prove soggettive, sia per quanto riguarda l'utilizzo di cuffie con funzione di trasferimento standard, sia per quanto riguarda le sequenze di test, che devono essere estratte dal compact disc SQAM (Subjective Quality Assessment Material), registrato dall'UER a tale scopo, l'interfaccia audio UER/AES e le reti ATD (Asynchronous Time Division Multiplex) per la trasmissione in multiplex di canali audio via satellite.

È stata espressa, inoltre, la necessità di adottare la frequenza di campionamento dei segnali a 48 kHz ovunque ciò risulti possibile, limitando l'uso della frequenza 32 kHz unicamente ai sistemi di distribuzione e nei casi strettamente necessari.

Durante la Riunione è stata formulata la richiesta da parte dei tedeschi dell'IRT (Institut fur Rundfunktechnik) che l'UER appoggi il sistema di riduzione del bit rate MASCAM (masking-pattern adapted sub-band coding and multiplexing), da loro proposto, per la codifica dei canali audio per l'HDTV.

Questo algoritmo, che si basa sulla riduzione dell'irrilevanza del segnale, permette di comprimere un segnale monofonico in una banda di circa 100 kbit/s senza alcuna perdita soggettiva di definizione del segnale rispetto alla qualità di riferimento del CD.

È però stato deciso durante la Riunione di non prendere al momento alcuna posizione in proposito a causa della mancanza di risultati su studi di metodi di codifica alternativi.

I rappresentanti della Televisione Svedese (SR) si sono addirittura mostrati scettici sull'opportunità di utilizzare metodi di codifica del segnale ad alta efficienza per limitare il più possibile il costo degli apparecchi di ricezione.

La discussione si è quindi spostata su quanti canali siano necessari per riprodurre l'audio in trasmissioni televisive ad alta definizione.

La tendenza attuale è quella di utilizzare un segnale stereofonico di base a cui vengono aggiunti ulteriori canali, detti ausiliari, per rendere la sensazione che la scena si estenda anche alle spalle dell'osservatore e per ridurre la criticità della posizione dell'osservatore affinché abbia la sensazione che il suono che percepisce sia congruente, come direzione ed intensità, con la localizzazione sullo schermo della sorgente che lo ha emesso.

I tedeschi, in base a prove soggettive da loro effettuate, propongono l'utilizzo di un alto numero di canali, fino ad un massimo di otto, in quanto con modifica MASCAM è possibile comprimerli tutti in una banda di ampiezza inferiore ad 1 Mbit/s. Ad essi è stato obbiettato da parte degli svedesi che un così alto numero di canali richiederebbe mezzi alquanto costosi in fase di produzione ed un impianto di ricezione domestico assai costoso ed ingombrante.

I rappresentanti della Televisione Francese (TDF) hanno fatto notare come un sistema basato sulla codifica MASCAM non permetta matricizzazioni e quindi non sia possibile utilizzare solo una parte dei canali trasmessi, pena la perdita dell'informazione contenuta nei canali scartati. Ciò penalizzerebbe la compatibilità con i sistemi di tipo MAC e HD-MAC, che prevedono la trasmissione del segnale audio completo su di un canale stereofonico di tipo NICAM, a cui possono poi venire aggiunti altri canali, eventualmente utilizzanti un diverso tipo di codifica, per migliorare la qualità di ricezione. Ciò può essere fatto esclusivamente utilizzando matricizzazioni.

La proposta del gruppo tedesco di affiancare al sistema ad otto canali con modifica MASCAM un canale stereo complessivo trasmesso con modifica NICAM, non è stata considerata soddisfacente sia a causa dello spreco di banda (l'audio verrebbe trasmesso due volte), sia perché comprometterebbe ulteriori possibilità di miglioramento dei sistemi MAC-compatibili. Ulteriori canali, eventualmente a banda minore, sono necessari per la trasmissione multilingua.

Nel corso della Riunione è emersa la necessità di creare un Gruppo AD-HOC per studiare i metodi di riduzione del bit rate. Tale Gruppo, il cui nome è V3/ABR, terrà la sua prima Riunione entro il prossimo mese di marzo.

Fanno parte del V3/ABR BBC (Regno Unito), TDF (Francia), IRT (Germania Occidentale), RAI (Italia), CCETT (Francia, e SR (Svezia).

Come chairman è stato nominato il Sig. Dehery del CCETT.

G. D. (3801)

PRIMA RIUNIONE DEL GRUPPO AD-HOC V3/ABR DELL'UER

Bruxelles, 21-22 marzo 1989

Nei giorni 21 e 22 Marzo 1989 si è tenuta la prima Riunione del Gruppo AD-HOC V3/ABR dell'UER (Unione Europea di Radiodiffusione) presso il Technical Centre di Bruxelles.

Tale Gruppo si occupa di riduzione del bit rate per segnali audio.

Uno dei punti principali discussi durante la riunione è stato la definizione di una lista di applicazioni delle tecniche di riduzione del bit rate utili nel broadcasting (trasmissioni radiofoniche, televisive, archiviazione dei dati, ecc.).

Per ciascuna applicazione sono inoltre state definite le implicazioni ad essa connesse (ad es. costo del codec, ritardo introdotto, margine per eventuale utilizzo di tecniche di postproduzione ecc.), che vanno intese come delle specifiche a cui gli argoritmi di codifica devono sottostare per essere utilizzabili in modo «trasparente» nelle suddette applicazioni, indicandone l'importanza con gli attributi:

non importante,
desiderabile ma opzionale,
importante.

Utilizzando tali considerazioni è stato prodotto un documento che verrà sottoposto al CCIR Study Group 10 ed al Gruppo ISO-IEC/JTC1/SC2/WG8/MPEG.

È quindi stata fatta una panoramica sullo stato attuale dello studio di algoritmi di codifica audio nei vari laboratori europei.

I tedeschi dell'IRT (Institut fur Rundfunktechnik) stanno mettendo a punto un sistema basato sulla codifica a sottobande con successiva quantizzazione dei dati secondo soglie di mascheramento ricavate da considerazioni psicoacustiche, chiamato MASCAM.

Questo algoritmo permette la codifica di un segnale monofonico con qualità equivalente a quella di un compact disc a circa 128 kbit/s, comprese le informazioni ausiliarie necessarie. La Philips sta attualmente studiando la possibilità di realizzare il MASCAM in hardware; da studi preliminari sembra possibile realizzare il decoder su due chip VLSI.

I francesi del CCETT (Centre Commun l'Etudes de Télévision et Télécommunications) stanno anch'essi sviluppando un sistema di codifica a sottobande che si differenzia dal MASCAM nel metodo di quantizzazione. Essi hanno elaborato un algoritmo per la suddivisione del segnale in sottobande molto efficiente dal punto di vista computazionale che verrà adottato anche nel MASCAM.

Gli inglesi della BBC lavorano invece al sistema NICAM, in uso attualmente nei sistemi di tipo MAC e compatibili.

Alcune industrie, fra cui la Thomson-Brandt, stanno invece sviluppando metodi di codifica basati su tecniche a trasformata (Coseno o Fourier).

L'ultimo punto della discussione riguardava la scelta di sequenze di test e l'eventuale necessità di prove soggettive. Come sequenze di test sono stati proposti frammenti di brani di musica classica e leggera, suoni di strumenti che presentano una par-

ticolare criticità, quali ad esempio alcuni tipi di percussioni, suoni sintetici, parlato.

Poiché verranno considerati solo sistemi di codifica che non provochino alcun degrado soggettivo del segnale originario, non sembra necessario organizzare sessioni di prove soggettive con un ampio numero di osservatori in quanto la qualità del segnale codificato può essere verificata da un'apposita commissione di tecnici.

G. D. (3830)

RIUNIONE DEL GRUPPO TC 106 DEL CENELEC
Bruxelles, 9 aprile 1989

Lo scopo del Gruppo consiste nel «preparare delle norme armonizzate per definire le funzioni dei ricevitori in accordo con le specifiche MAC (Multiplexed Analogue Components) a pacchetti, preparate dall'UER (Union Europea di Radiodiffusione) e raccomandate dal CCIR (Comitato Consultivo Internazionale di Radiocomunicazioni), per la radiodiffusione diretta da satellite e la distribuzione via cavo».

Il 9 Aprile 1989, presso la sede CENELEC (Comitato Europeo di Normalizzazione Elettrotecnica) di Bruxelles, si è tenuta la terza Riunione del Gruppo TC 106.

G. Kroll si è dimesso da segretario del gruppo, al suo posto è stato nominato Werner Bachnick della Germania Federale (Thomson-Brandt Hannover).

In sostituzione del prof. A. Bernardini è stato eletto chairman del Gruppo l'olandese H. Kolk (Ned Philips Bedrijven di Eindoven).

Durante la riunione è stato presentato il documento TC 106 (Sec) 20, redatto dal Gruppo EUREKA 95, relativo alla compatibilità del HD-MAC con i ricevitori del MAC.

Tale documento, con una proposta di Kestens (Cenelec) relativa ad un aggiornamento dello scopo del TC 106 comprensivo anche dell'HD-MAC, verrà inviato ai comitati nazionali per una sua approvazione.

Il documento TC 106 (Sec) 5, relativo alle caratteristiche minime di processo dei ricevitori MAC, è stato ritenuto troppo restrittivo e soddisfacente solo per il D2-MAC.

La Norvegia ha proposto alcune modifiche e si è deciso di far preparare, per la prossima Riunione, un nuovo documento.

La distribuzione dei segnali MAC nelle reti in cavo continua ad essere un punto di incertezza:

— L'Inghilterra ha annunciato che il suo documento TC 106 (GB) 1 è diventato obsoleto; essa continua a studiare una distribuzione in reti via cavo del segnale D-MAC in FM/VSB con una canalizzazione di 14 MHz. Un primo documento verrà presentato in occasione della mostra di Montreux.

— Il nuovo segretario H. Kolk ha presentato il documento olandese TC 106 (NL) 1 sulle caratteristiche del filtro di trasmissione e ricezione per segnali D2-MAC per la distribuzione in AM/VSB (canalizzazione 12 MHz). Non è stato presentato alcun documento relativo alle prove effettive di trasmissione, ma su richiesta italiana verrà al più presto distribuito.

— Un problema ancora in discussione rimane dove inserire il filtro di Nyquist, infatti i costruttori propongono di inserirlo nel ricevitore mentre gli enti di distribuzione preferiscono la sua collocazione in trasmissione; la soluzione ottimale sarebbe la distribuzione del filtraggio metà in trasmissione e metà in ricezione.

— I Norvegesi stanno sperimentando la distribuzione in cavo del segnale D-MAC in AM/VSB e annunciano che presenteranno un documento per la prossima riunione.

In ultimo è stato discusso il problema relativo allo scrambling ed all'accesso condizionato. Anche in questo caso, come al punto precedente, al momento non esiste chiarezza e possibilità di fornire una normativa.

La Norvegia ha presentato il documento TC 106 (NO) 2 che sostituisce il TC 106 (NO) 1 e la Francia i documenti Tc 106 (FR) 4 e 5, che però non sono stati discussi. Si è addirittura pensato, in futuro, alla possibilità di escludere dalla normalizzazione i ricevitori con il controllo di accesso.

La prossima riunione si terrà a Bruxelles il 28 Novembre 1989.

D. T. (3832)

SESTA CONFERENZA INTERNAZIONALE SU ANTENNE E PROPAGAZIONE
Coventry, 4-7 Aprile 1989

Nei giorni dal 4 al 7 aprile 1989 si è svolta presso il Campus centrale dell'Università di Warvick, nel territorio comunale di Coventry, Inghilterra, la sesta Conferenza Internazionale su Antenne e Propagazione.

Data la vastità dei temi trattati la conferenza era articolata in quattro sessioni parallele alternate a sessioni poster. Qui di seguito si riassumono brevemente gli indirizzi delle varie sessioni.

Antenne:

Sessione 1 - Antenne a schiera, antenne in microstriscia, schiere adattative, antenne a larga banda, scattering, diffrazione e superfici selettive in frequenza;

Sessione 2 - Antenne a riflettore, antenne di bordo per satelliti e per stazioni di terra, antenne a tromba ed illuminatori, tecniche di misura, antenne per onde millimetriche ed antenne a lente, tecniche numeriche per elettromagnetismo, antenne per broadcasting, tecnologie delle antenne;

Propagazione:

Sessione 3 - Propagazione nella troposfera, radiometereologia, effetti di propagazione in sistemi per satelliti, modellizzazione della propagazione in VHF, propagazione oltre orizzonte ed effetti di diffusione dovuti alla pioggia, propagazione ad onde millimetriche;

Sessione 4 - Problemi legati alla propagazione di segnali ed alla realizzazione di sistemi nella gamma HF, irregolarità di propagazione per via ionosferica e relativa modellizzazione.

Il quadro risultante dalle varie memorie ad invito si è rivelato oltremodo interessante. Oltre all'analisi dei problemi propagativi legati ai nuovi servizi da satellite, è stata infatti presentata una panoramica sugli aspetti tecnologici e sistemistici delle antenne, con speciale riguardo alle loro applicazioni nei sistemi via satellite.

Gli argomenti esaminati, di estrema importanza sia dal punto di vista applicativo che dal punto di vista teorico, in questo campo essenziale per lo sviluppo dei futuri sistemi di telecomunicazione, hanno visto la partecipazione di un vasto e competente uditorio, proveniente da ogni parte del mondo, con interventi frequenti che hanno dato luogo ad approfondite ed interessanti discussioni.

P. F. (3833)